L'ELETTRONICA

IN 30 LEZIONI - TEORIA E PRATICA

Modulazione - demodulazione

16



RADIO - TRANSISTORI - CIRCUITI INTEGRATI - Hi-Fi - ANTENNE - TRASMISSIONE - APPLICAZIONI VARIE

Rivista culturale per la formazione professionale - esce il 10 - 20 - 30 di ogni mese - sped. abb. postale 3° Gr. - —70% - Lire 750

Modulazione - demodulazione

Abbiamo già parlato ampiamente delle correnti alternative: ne abbiamo illustrato le caratteristiche e ne abbiamo esaminato alcune peculiarità come, frequenza, ampiezza, relazioni di fase, ecc. Ne abbiamo mostrato, anche, la rappresentazione vettoriale e già abbiamo fatto un cenno alla « demodulazione » di un'onda « modulata » nella sua ampiezza.

Per la migliore comprensione di quanto ci accingiamo ora ad esaminare raccomandiamo al lettore di rivedere quanto sopra, affinché i suoi concetti sull'argomento tratteggiato in precedenza, siano quanto più chiari possibile.

Sinora, ogni volta che si è presentata la necessità di citare il processo della **modulazione**, ci siamo limitati ad un vero e proprio cenno, facendo soltanto osservare che, mediante essa si possono radio-trasmettere voci, suoni, informazioni video, ed altri segnali, come ad esempio quelli delle telemisure.

Altrettanto dicasi per quanto concerne la « rivelazione » ossia quel processo mediante il quale si ottiene la « restituzione » dell'informazione, e che viene più propriamente indicato col termine « **demodulazione** », parola che già di per sé sta ad indicare l'operazione inversa a quella effettuata nel processo di modulazione.

Ci troviamo — in ogni caso — all'inizio del processo, con la necessità di creare un segnale (manifestazione elettrica) di intelligenza che, come tale è destinato a modulare.

Il caso più noto è più frequente di un segnale di tal genere è quello che si ha nella trasmissione radiofonica di parola e musica; in altri termini, è quel segnale che ci fornisce un organo (**figura 1 U**) a noi tutti ben noto: il **microfono.**



Fig. 1 U - Il microfono oggi assume forme funzionali, atte cioè a conferirgli maggiore efficacia e comodità di impiego a seconda degli usi cui è destinato. Vi sono così, tipi che captano il suono da ogni direzione ed altri, invece, che sono unidirezionali. A volte nell'impugnatura sono presenti dispositivi di correzione e di amplificazione. La fedeltà di riproduzione raggiunta dai modelli professionali è notevole.

Essendo quest'organo uno tra i più semplici, concettualmente, e tra i più efficaci per comprendere la trasformazione del messaggio necessaria ai fini della modulazione, ci occuperemo in primo luogo di esso. Non si dimentichi che non poche altre fonti di segnali modulanti (disco, nastro magnetico, ecc.) sono tali in quanto la loro esistenza è anch'essa dovuta, all'inizio del procedimento, all'impiego di un microfono.

Vediamo però — prima — qualcosa di quel che occorre al microfono stesso per svolgere la sua funzione e sappiamo tutti che ciò è l'onda sonora.

Le onde sonore

Ricordiamo che le onde sonore non sono altro che il susseguirsi di compressioni e rarefazioni della struttura molecolare attraverso la quale il suono si propaga.

In altre parole, ricorrendo alla rappresentazione grafica di **figura 2 U**, si può affermare che, considerando le alternanze negative come fasi di rarefazione, il suono si propaga all'esterno della sorgente che lo ha prodotto in seguito a successivi avvicinamenti ed allontanamenti delle molecole costituenti il mezzo di propagazione.

Il suono può essere definito perciò, ripetiamo, una variazione di pressione (in aria, in acqua o in altri mezzi) che l'orecchio umano può percepire.

Per misurare le variazioni di pressione nell'aria vi è uno strumento assai noto: il barometro. Tuttavia, queste variazioni di pressione che avvengono allorché cambiano le condizioni del tempo, sono troppo lente a ché l'orecchio umano possa rivelarle e perciò non rientrano nella nostra sopracitata definizione di suono.

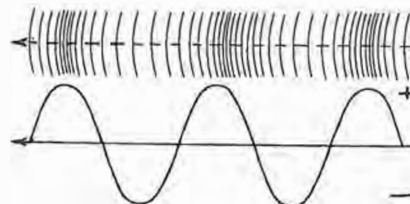


Fig. 2 U - Le onde sonore provocano successive compressioni e rarefazioni degli strati di molecole del mezzo in cui si propagano.

Se però dette variazioni nella pressione atmosferica si verificano più rapidamente — diciamo, come minimo, venti volte al secondo — esse possono essere udite, ed allora diventano « suono ».

Un barometro, in tal caso, non è più in grado di seguirle perché molto lento nel suo funzionamento e quindi un barometro non può essere impiegato per misurare il suono.

Come già ci è noto, il numero di variazioni della pressione per secondo è detto frequenza del suono e questa può essere misurata in cicli per secondo o meglio, in hertz, per convenzione internazionale.

Sappiamo anche che la gamma percepibile dal nostro orecchio va da 20 a 20 000 Hz (20 kHz); la gamma di suoni generati da un pianoforte va da 27,5 a 4 186 Hz, dalla sua nota più bassa alla più alta.

Vi è in natura un fenomeno che tutti abbiamo notato, che ci permette di farci una buona idea della velocità del suono. Allorché si verifica un lampo temporalesco se si contano i secondi dalla visione della luce alla percezione del tuono si può stabilire che ogni 3 secondi trascorsi rappresentano un chilometro di distanza tra noi ed il punto in cui si è avuta la scarica.

Quanto sopra corrisponde ad una velocità di 1 224 chilometri all'ora. Per i fini delle misure e delle applicazioni acustiche questa velocità è espressa come 340 metri al secondo.

Conoscendo la velocità e la frequenza di un suono possiamo conoscerne la lunghezza d'onda, vale a dire la distanza fisica in aria dal picco di un'onda al picco dell'onda successiva. Ci è ben noto che lunghezza d'onda = Velocità : Frequenza. A 20 Hz ciò significa 17 metri, mentre a 20 kHz un'onda è di soli 1,7 cm.

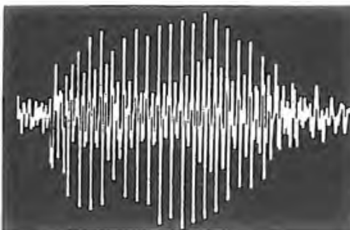


Fig. 3 U - Registrazione oscillografica della vocale « a » convertita in grandezza elettrica dal microfono. Si osservi come il suono complesso sia ben diverso dalla forma sinusoidale elementare: la stessa vocale pronunciata da altra persona darebbe luogo ad una figurazione diversa.

Caratteristiche del suono

Un suono può essere diverso da un altro, pur avendo la medesima frequenza. Vediamo quali sono le caratteristiche che consentono l'analisi qualitativa e quantitativa dei suoni.

Il timbro

Prendiamo ad esempio il « do » col quale inizia la sesta ottava della tastiera di un pianoforte. La sua frequenza è all'incirca di 1 024 Hz.

La medesima nota, ossia una nota avente la medesima frequenza fondamentale, può essere prodotta dalla voce umana di un soprano, da una viola, da un violino, da un clarinetto, da un oboe, da un flauto o ancora da un ottavino.

Un ascoltatore che abbia una certa pratica di strumenti musicali, udendo tale nota senza avere la possibilità di osservare direttamente la sorgente che la produce, è certamente in grado di riconoscere lo strumento, unicamente grazie al diverso timbro che caratterizza la nota, dovuto alle armoniche di quella frequenza.

Analogamente, due persone appartenenti al medesimo sesso, ed aventi una voce normale, possono far vibrare le loro corde vocali in modo da produrre il medesimo suono: però, anche in questo caso, un individuo che li abbia uditi parlare o cantare precedentemente e separatamente, è in grado di distinguere e di riconoscere le loro voci, sempre a causa del diverso contenuto di armoniche (**figura 3 U**) che caratterizza il timbro della voce.

Questa caratteristica importantissima dei suoni è alla base della musica, in quanto è proprio la diversità di timbro dei diversi strumenti che ha consentito la creazione dei complessi orchestrali, piccoli o grandi che siano, nei quali si provoca volutamente un impasto di suoni diversi, concordati tra loro in frequenza ed ampiezza secondo le leggi di armonia, tali da dare sensazioni uditive il più possibile gradevoli all'orecchio.

Consideriamo la rappresentazione di un'onda sonora pura, come quella in **A** della **figura 4 U**, e quella di un'onda complessa avente la medesima frequenza fondamentale, riportata nella stessa figura in **B**. Si verifica che, pur essendo le due onde della medesima frequenza, la sensazione avvertita dall'ascoltatore non è la medesima.

Ciò permette al lettore di rendersi conto di quanto difficile sia la perfetta riproduzione di un suono complesso da parte di un dispositivo riproduttore, come ad esempio un altoparlante. La parte mobile, ossia il cono e la bobina ad esso solidale — come vedremo in seguito — deve avere caratteristiche tali da poter vibrare su tutte le frequenze contemporaneamente, apportando solo un minimo di alterazioni inevitabile. Infatti, per quanto oggi si sia riusciti ad ottenere le cosiddette riproduzioni ad alta fedeltà, l'ascoltatore sarà sempre in grado di stabilire se l'esecuzione musicale che egli ascolta proviene da un'orchestra, oppure è riprodotta da un altoparlante.

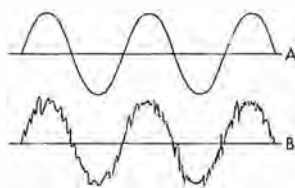


Fig. 4 U - Sia l'onda riprodotta in A che quella riprodotta in B hanno la medesima frequenza ma all'ascolto si riscontra una notevole differenza tra le due, dovuta alla presenza di un alto contenuto di suoni spuri che caratterizzano il « timbro » di B.

L'intensità

Una seconda caratteristica del suono, di importanza altrettanto rilevante, è l'ampiezza o intensità.

Sappiamo tutti che un suono può essere più o meno forte, a seconda che la sorgente che lo produce venga sollecitata con maggiore o minore energia.

Per poter analizzare un suono in tutti i suoi dettagli, sono state stabilite unità di misura e di rapporto anche per quanto riguarda l'ampiezza, la quale può essere misurata sia in « decibel » che in « phon », in « watt per cm^2 », in « kg per cm^2 » o « pascal », in « erg al secondo », o ancora in « bar ».

Il suono più flebile che un orecchio umano può sentire è di 20 milionesi di « pascal » (cioè, 20 μPa = 20 micropascal). Ciò rappresenta un fattore di 5 000 000 000 meno della normale pressione atmosferica.

Un pascal è equivalente ad 1 kg per cm^2, vale a dire 10 tonnellate per metro quadrato.

La variazione di pressione sopra accennata di 20 µPa è così piccola che provoca uno spostamento della membrana dell'orecchio inferiore al diametro di un atomo; si pensi che l'orecchio può, per contro, tollerare pressioni sonore sino ad oltre un milione di volte più intense (**figura 5 U**). Per questo se si deve misurare il suono in « Pa » si perviene a numeri molto alti, poco pratici per i calcoli; onde evitare ciò si è fatto ricorso alla scala in decibel (dB).

Questa scala adotta come suo punto di partenza per riferimento di pressione, il livello minimo di soglia di cui si è detto (20 µPa). Esso è definito 0 dB, come si osserva in figura 5 U.

Ogni volta quindi, che moltiplichiamo la pressione del suono in Pa per 10, aggiungiamo 20 dB al livello in dB; così, 200 µPa corrispondono a 20 dB, 2 000 µPa a 40 dB, ecc. Come si vede, la scala in dB comprime una gamma di milioni in una gamma di 120 dB.

La figura 5 U già citata mostra diverse pressioni di suoni noti, espresse sia in dB che in µPa.

Un altro aspetto dell'utilità della scala in dB è quello che risulta dal fatto che essa offre una approssimazione assai migliore alla percezione umana dell'intensità sonora relativa, che non la scala in pascal; ciò perché l'orecchio reagisce alla variazione percentuale nel livello in maniera che corrisponde alla scala in decibel, sulla quale scala 1 dB rappresenta lo stesso cambiamento relativo in qualunque punto della scala stessa. 1 dB è la variazione più piccola che possiamo udire.

Un aumento di 6 dB significa un raddoppio della pressione del suono, sebbene necessiti un aumento di 10 dB per far sì che il suono risulti due volte più intenso.

Nella nostra breve analisi del decibel, abbiamo appreso infatti che, facendo subire ad un suono aumenti progressivi di intensità pari a 10, 100, 1 000, 10 000, ecc. (ossia secondo le potenze intere del numero 10, e cioè 10^1, 10^2, 10^3, 10^4, ecc.), la sensazione sonora che ci dà il nostro organo dell'udito segue la progressione naturale de numeri 1, 2, 3, 4, ecc.

Ciò significa che, prendendo come unità di sensazione sonora un suono avente una intensità effettiva pari a 10, per avere una sensazione di intensità doppia, il suono stesso deve aumentare di 10 volte, ossia deve diventare 100; per avere una sensazione di intensità tripla, il suono deve aumentare di 100 volte, assumendo il valore 1 000, e così via.

Abbiamo cosi enunciato la legge di Weber, secondo la quale l'intensità della **sensazione acustica aumenta con il logaritmo dell'intensità energetica.**

Per valutare l'intensità di un suono, si è stabilito un valore che costituisce l'unità di misura, corrispondente all'intensità minima che detto suono deve avere per poter essere percepito dall'orecchio umano normale.

Questa intensità, detta « intensità di soglia » o — più comunemente — « soglia (di udibilità), viene presa come livello « zero », così come abbiamo visto in figura 5 U.

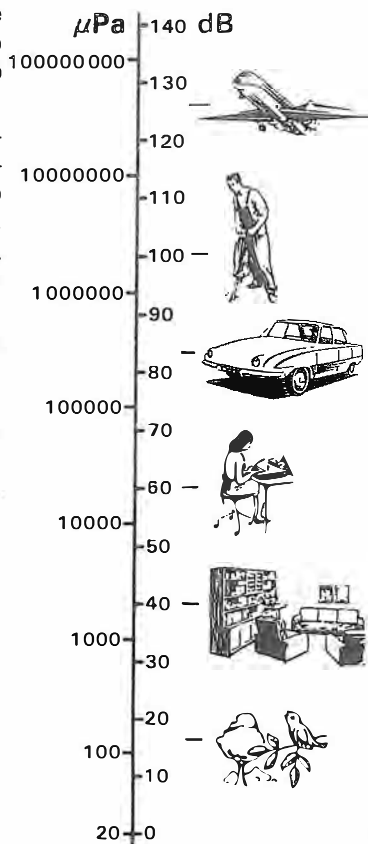


Fig. 5 U - L'orecchio umano può percepire suoni entro una gamma di intensità che va da 20 µPa a 100 000 000 di µPa: è più comodo esprimere ciò in dB (da 0 fissato come livello inferiore, a 130 come soglia massima). Quindi sotto i 20 µPa non si ha percezione e attorno ai 100 000 000 di µPa si manifesta dolore fisico.

Prendendo ad esempio, una misura di rapporto, a noi già nota, il « bel », si dice che la variazione del livello di un suono (in bel = L_B) è data dal logaritmo del rapporto tra il livello istantaneo, L_i, ed il livello di soglia, L_s, ossia:

$$L_B = 10 \log_{10} (L_i : L_s).$$

riferito ad una frequenza di 1 000 Hz.

Come sappiamo, esprimendo il bel un rapporto troppo grande per poter avere una utilità pratica, si preferisce usare un sottomultiplo, ossia il « decibel », pari ad un decimo di bel.

Di conseguenza, la formula precedentemente citata diventa:

$$LdB = 10 \log_{10} (L_i : L_s).$$

Questa formula consente di esprimere in dB una variazione di intensità sonora: infatti, se la sensazione acustica di un suono risulta essere pari a tre volte quella di soglia, il rapporto tra il livello istantaneo ed il livello di soglia, $L_i : L_s$ è pari a 3.

Ne deriva che:

$$LdB = 10 \log_{10} 3 = 10 \times 0{,}47712 = 4{,}7 \text{ (circa)}.$$

In questo caso, la variazione indica un aumento di intensità, in quanto la sensazione è pari a quattro volte quella di soglia.

Si ha quindi un aumento di + 4,7 dB.

Ovviamente, se si deve esprimere un'attenuazione in luogo di un aumento, il valore in dB sarà negativo.

Abbiamo visto prima che l'intensità del suono può essere espressa in unità di pressione invece che in quantità energetica: in tal caso, poiché l'intensità varia proporzionalmente al quadrato della pressione (P), detta P_1 la pressione corrispondente al livello di soglia, e P_2 la pressione in un dato istante, l'espressione diventa:

$$LdB = 10 \log_{10} [(P_2)^2 : (P_1)^2] = 20 \log_{10} (P_2 : P_1).$$

Come si è già accennato, l'esperienza ha dimostrato che la minima differenza di livello sonoro che può essere percepita dall'orecchio umano ammonta all'incirca ad 1 dB.

Ciò significa che se un suono viene portato da un livello di 50 dB ad un livello di 49 o di 51 dB, l'ascoltatore avverte rispettivamente una lieve diminuzione o un lieve aumento di intensità: per contro, se la variazione è — ad esempio — di 0,5 dB (49,5 o 50,5 dB), l'ascoltatore non avverte alcuna diversità nell'intensità del suono udito.

Per questo motivo, in elettroacustica, non si usano — in genere — unità inferiori al decibel.

La pressione acustica viene espressa anche in « bar »: naturalmente, anche questa unità può essere espressa in funzione di altre, mediante semplici relazioni.

Tab. 1 U - Equivalenza tra unità di potenza acustica

Pressione acustica in bar	Potenza acustica in $\mu W/cm^2$	Potenza acustica in erg/sec
0,0001 (1 000 μbar)	$2,42 \times 10^{-11}$	$2,42 \times 10^{-10}$
0,001 (10000 μbar)	$2,42 \times 10^{-9}$	$2,42 \times 10^{-8}$
0,01	$2,42 \times 10^{-7}$	$2,42 \times 10^{-6}$
0,1	$2,42 \times 10^{-5}$	$2,42 \times 10^{-4}$
1,0	$2,42 \times 10^{-2}$	$2,42 \times 10^{-2}$
10,0	0,242	2,42
100,0	24,2	242,0
1 000,0	242,0	2 400,0
10000,0	2 400	24 000,0

Infatti, dalla **tabellina 1 U** è facile rilevare che 1 bar equivale ad una potenza acustica di 0,0242 « erg » al secondo, o ad una potenza acustica di 0,00242 μW per cm².

La gamma delle intensità dei suoni percepibili dall'orecchio umano si estende da 0 dB (livello di soglia corrispondente a circa 0,001 bar) ad un massimo di 140 dB.

Naturalmente, quest'ultimo livello supera la cosiddetta soglia del dolore, corrispondente ad una intensità per la quale la sensazione acustica dà una vera e propria sensazione di dolore.

Sia la soglia di udibilità che la soglia del dolore, hanno un valore che, comunque venga espresso, ossia in dB, bar, μW/cm² o erg/sec., varia col variare della frequenza.

Per questo motivo, e per un altro che vedremo tra breve, non essendo possibile stabilire delle unità di misura fisiologiche con rigorosa esattezza, si è stabilita una frequenza di riferimento, corrispondente a 1 000 Hz, ai livelli della quale vengono paragonati o riferiti i livelli alle altre frequenze.

I fattori che determinano l'intensità soggettiva di un suono sono così complessi che tutt'ora questo campo risulta oggetto di ricerche in merito.

Uno di questi fattori è che l'orecchio umano non è sensibile in modo eguale a tutte le frequenze, ma è più sensibile nella zona da 2 a 5 kHz e meno agli estremi limiti, sia verso le alte che verso le basse frequenze.

A complicare le cose ulteriormente si nota che questo fenomeno è più pronunciato a bassi livelli di suono che non ad alti livelli. Ciò può essere verificato in una famiglia di curve che indichino il livello di pressione del suono per diverse frequenze onde ottenere sempre la stessa apparente intensità che si ha a 1 000 Hz. Per esempio risulta che una nota a 50 Hz deve avere un livello di 15 dB più elevato per dare la stessa sensazione di intensità di una di 1 000 Hz a livello di 70 dB.

È sembrato abbastanza semplice pensare alla realizzazione di un circuito elettrico la cui sensibilità vari con la frequenza nella stessa maniera dell'orecchio.

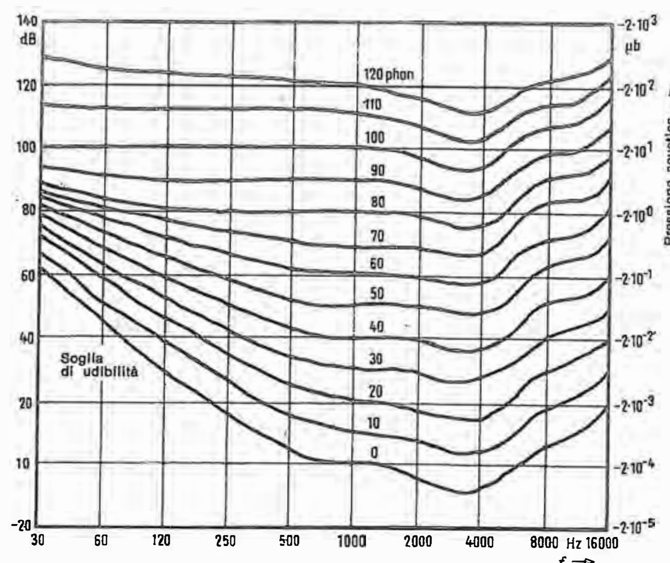


Fig. 6 U - Queste curve sono note come curve di Fletcher-Munson. **Esse esprimono la sensibilità dell'orecchio (sensazione sonora = phon) in funzione delle frequenze percepibili, per livelli sonori diversi. Si può osservare che l'orecchio è più sensibile alle frequenze centrali e che aumentando l'intensità si verifica un appiattimento delle curve.**

Ciò è stato fatto e ne sono risultate tre caratteristiche riconosciute internazionalmente e standardizzate col nome di **A**, **B** e **C**.

Se consideriamo il fatto che, a seconda della frequenza, due suoni della medesima intensità possono dare due diverse sensazioni sonore come abbiamo già detto, appare evidente la necessità di stabilire una grandezza definita, in relazione alla sensibilità dell'orecchio umano ed alla diversa sensibilità col variare della frequenza.

Di qui è nata la definizione del « phon », che — praticamente — si identifica col decibel.

L'unica differenza tra le due grandezze consiste nel fatto che, mentre il decibel esprime una variazione di **intensità**, il « phon » esprime una variazione di **sensazione sonora**.

Come si nota osservando la **figura 6 U**, i livelli in decibel ed in « phon » si equivalgono per la frequenza di riferimento di 1 000 Hz. Nei confronti delle altre frequenze — invece — mentre il decibel resta costante, i valori in « phon » seguono la caratteristica dell'orecchio umano normale.

Fig. 7 U - La misura del livello sonoro viene effettuata mediante « fonometri ». Questi modelli — portatili — si equivalgono nel concetto costruttivo: constano di un microfono, amplificatore con attenuatori tarati, circuiti di calibrazione e strumento indicatore. La gamma di livelli misurabili va da 24 a 140 dB; è prevista un'uscita per avviare il segnale o ad un oscillografo o ad una cuffia.



La figura chiarisce inoltre l'equivalenza che sussiste tra i due valori citati, ed i valori corrispondenti di pressione sonora in μ/bar.

Una volta stabilite le unità ed i riferimenti necessari per esprimere l'intensità di un suono, è stato possibile creare strumenti adatti ad effettuare la misura.

Lo strumento mediante il quale è possibile valutare con una certa esattezza il livello di un suono viene per l'appunto denominato « fonometro ».

In linea di massima, un fonometro consiste semplicemente in un microfono tarato, collegato all'ingresso di un amplificatore anch'esso avente determinate caratteristiche.

All'uscita di detto amplificatore è connesso un rettificatore (generalmente a ponte), avente come carico la bobina mobile di uno strumento di misura con scala tarata direttamente in decibel o in « phon ».

La **figura 7 U** ne illustra due esemplari di tipo portatile; la **figura 8 U** mostra un generatore di rumore costruito per tarare e controllare gli stessi fonometri.

Il microfono deve avere una curva di responso alla frequenza lineare su un'ampia gamma, e precisamente su tutta la gamma delle frequenze che si desidera misurare.

L'amplificatore è corredato di un attenuatore, anch'esso tarato in decibel, che consente di stabilire a priori la portata a fondo scala dello strumento.

Per effettuare la misura, è sufficiente mettere in funzione il fonometro ad una determinata distanza dalla sorgente sonora, e, dopo aver regolato l'attenuatore fino ad avere un'indicazione in prossimità del fondo scala dello strumento, si effettua la lettura, apportando al valore letto la correlazione data dalla posizione dell'attenuatore.

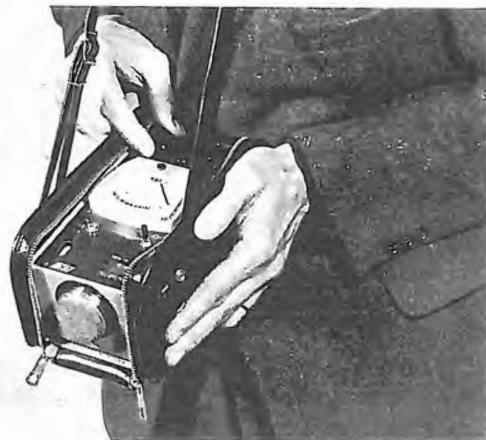
Gli strumenti più semplici adatti alla misura della intensità dei suoni consentono le letture senza alcuna discriminazione di frequenza, ossia misurano il livello sonoro globale di tutti i suoni percepibili nel punto in cui viene compiuta la misura. I più complessi sono invece muniti di speciali filtri, atti ad eliminare (all'uscita del microfono o in uno stadio intermedio dell'amplificatore) le frequenze di cui non si desidera misurare il livello.

In tal modo è possibile effettuare misure molto precise, anche di suoni complessi.

Tipiche applicazioni del fonometro sono la misura del livello sonoro ambientale nelle officine, il controllo della rumorosità dei motori a scoppio, il controllo dell'acustica dei locali pubblici, ecc.



Fig. 8 U - I misuratori di livello sonoro, anche se molto stabili, è opportuno siano periodicamente controllati. Questo calibratore acustico impiega un sistema esclusivamente meccanico: un certo numero di piccole sfere vengono fatte cadere su una membrana. Il rumore così generato ha ampiezza costante, spettro di frequenza uniforme, e serve per la calibrazione. Non vi è necessità di alimentazione. Il fonometro da tarare viene collocato col suo microfono alla distanza di 8 cm dall'apertura.



Nell'uso (ad esempio, determinazione del livello rumore) il fonometro portatile viene orientato verso la fonte del suono. Il microfono (in questo caso, del tipo dinamico) può essere estratto e collocato, con prolunga, sino a 50 m dall'apparecchio. In luogo del microfono si può impiegare un rivelatore di vibrazioni del tipo elettrodinamico a bassa impedenza.

Microfoni

La parola « microfono » deriva — come molte altre del nostro ramo — dal greco, in quanto « micro » significa « estremamente piccolo », e « phono » (pronuncia « fono ») significa « suono »; è facile dedurre che l'organo così definito non è altro che un dispositivo sensibile alle onde sonore, le cui caratteristiche sono tali da convertire le stesse in impulsi elettrici, sia pure assai deboli.

Sappiamo però, che qualsiasi impulso elettrico, per quanto debole, è suscettibile di rilevante amplificazione a mezzo valvole o transistori.

Anche i microfoni, come tutti i componenti elettronici, hanno subîto una notevole e logica evoluzione: il primo tipo progettato e realizzato ha dato origine a studi ed esperienze che hanno consentito successivi perfezionamenti attraverso il tempo.

Nella nostra analisi dei vari tipi (analogamente faremo per gli altoparlanti) seguiremo appunto questa evoluzione, per consentire al lettore la comprensione dei vari sviluppi.

Scopo iniziale della realizzazione del microfono, all'epoca cioè della sua origine, è stata la trasformazione della « voce umana » in corrente elettrica.

Questo era, allora, l'unico requisito che veniva richiesto al dispositivo, e non si pensava molto, a quel tempo, ad altre esigenze. In seguito, con lo sviluppo della tecnica di amplificazione e di riproduzione dei suoni, la necessità di pervenire a più fedeli riproduzioni comprendenti esecuzioni musicali oltre che trasmissioni di parola, ha portato alla realizzazione di microfoni estremamente fedeli: in molti casi si sono avuti miglioramenti del fattore sensibilità.

Attualmente esistono tre categorie principali di microfoni: quelli adatti alla sola riproduzione della voce parlata (ad esempio quelli usati nei telefoni), la cui gamma di frequenze si estende all'incirca da 150 a 4 000 Hz; quelli adatti alla riproduzione di buona parte della gamma delle frequenze udibili (usati negli impianti di amplificazione), che possono funzionare entro una gamma compresa tra 50 e 7 500 Hz; ed infine quelli cosiddetti professionali (usati nelle riprese radiofoniche), mediante i quali è possibile riprodurre uniformemente l'intera gamma delle frequenze udibili che come è noto, va da circa 20 a oltre 16 000 Hz.

A ciò occorre aggiungere che l'indice di qualità di un microfono deve tener conto anche della sua attitudine al suo specifico impiego.

Se si tratta di un microfono adatto alla sola riproduzione della voce umana, una caratteristica della qualità è la comprensibilità che si riesce ad ottenere in fase di riproduzione, dai suoi segnali elettrici.

Se invece si tratta di un microfono per la riproduzione di musica e suoni, l'indice della qualità è la fedeltà dei suoni rispetto a quelli originali.



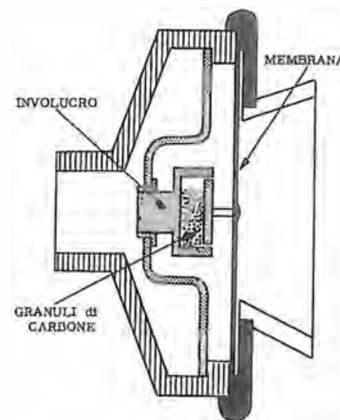


Fig. 9 U - Il microfono a tutti noto e correntemente usato è quello del telefono che è tuttora basato sulla capsula a carbone, qui illustrata nel suo principio di funzionamento. Sostanzialmente si tratta di una variazione di resistenza provocata dal suono, che dà luogo a variazione di tensione (segnale). Esso è semplice, di basso costo e sufficiente qualitativamente per l'impiego accennato: per questi motivi è tuttora impiegato, anche se vi è stata notevole evoluzione tecnologica in materia.

Il microfono a carbone

Il primo dispositivo che ha consentito la trasformazione di onde sonore in impulsi elettrici è stato il microfono a carbone.

Se un certo numero di piccoli corpi conduttori (ad esempio granuli di carbone) offre una determinata resistenza al passaggio della corrente elettrica per un determinato contatto reciproco, rendendo instabile, con vibrazioni meccaniche, tale contatto, si otterrà una variazione della resistenza elettrica.

Il principio è illustrato alla **figura 9 U**.

Si nota una custodia (anch'essa di carbone) nella quale sono riposti granuli i quali, oltre che con il loro contenitore, si trovano in contatto con una membrana, pure di carbone.

Il circuito elettrico fa capo alla membrana da un lato ed al contenitore dall'altro. In serie al circuito si trova la batteria.

In condizioni di riposo — ossia assenza di vibrazioni da parte della membrana — la corrente elettrica incontra, attraverso il microfono, una determinata resistenza ohmica dovuta alla conduttività del carbone, al contatto reciproco tra i granuli, ed al contatto tra questi e la membrana.

Sappiamo che le onde sonore tendono a far vibrare i corpi solidi: notiamo infatti — ad esempio — quotidianamente, le vibrazioni ai vetri della finestra allorché all'esterno viene riprodotto un suono di notevole intensità.

Il concetto sarà ancora più chiaro se ricorriamo, come esempio, al nostro stesso organo dell'udito, il cui timpano (membrana) vibra per effetto dei suoni che percepiamo.

In virtù del medesimo fenomeno la membrana di carbone (peraltro assai leggera), vibra in presenza di suoni, e trasmette le sue vibrazioni ai granuli di carbone, creando una notevole instabilità di contatto.

Tale instabilità si traduce in una variazione corrispondente della resistenza, la quale — a sua volta — provoca variazioni conformi nell'intensità della corrente circolante fornita dalla batteria.

Si può dire, in ultima analisi, che le onde sonore vengono trasformate in una corrente elettrica variabile.

Le caratteristiche costruttive di questo tipo di microfono sono tali da assicurare una discreta robustezza, da cui deriva una certa insensibilità all'umidità, alle variazioni di temperatura ed alle esalazioni chimiche.

Per contro, le caratteristiche funzionali denotano una notevole limitazione della gamma di

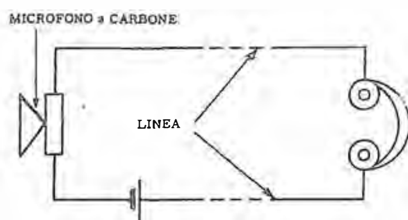


Fig. 10 U - Grazie all'ampiezza dei segnali forniti dal microfono a carbone, esso può funzionare con accoppiamento diretto ad una cuffia, senza alcuna amplificazione. La batteria in serie alla linea fornisce l'energia elettrica necessaria. Questa configurazione costituisce un semplice circuito telefonico.

frequenze alle quali esso è sensibile, compensata però da una notevole sensibilità.

In pratica, è possibile riprodurre direttamente i suoni percepiti da un microfono di questo tipo, senza alcuna amplificazione. Questo è appunto il caso del telefono, limitatamente però ai circuiti relativamente brevi.

In tal caso — infatti — è sufficiente chiudere il circuito di figura 9 U con l'avvolgimento di una cuffia (**figura 10 U**), per ottenere da questa, in base al suo principio di funzionamento, la riproduzione dei suoni prodotti in prossimità del microfono.

Nel caso invece di comunicazioni telefoniche oltre una certa distanza, l'attenuazione che si verifica lungo i cavi porta alla necessità di amplificare i segnali per elevarli ad un livello sufficiente per un comodo ascolto.

Il microfono a carbone è stato perfezionato con la realizzazione della cosiddetta « doppia capsula ». Essa consiste praticamente in due microfoni abbinati e rivolti in due direzioni opposte.

Il microfono a carbone è caratterizzato da una certa direzionalità, in quanto, ferma restando l'intensità del suono e la distanza tra la sorgente sonora ed il microfono, gli impulsi elettrici prodotti sono tanto più intensi quanto più la direzione del suono è perpendicolare alla membrana: in altre parole, la massima sensibilità si verifica allorché la membrana è rivolta direttamente verso la sorgente sonora.

L'impedenza interna del microfono a carbone ha un valore basso (qualche decina di ohm): di conseguenza, dovendosi amplificare i segnali di uscita, è necessario quasi sempre un trasformatore, detto « microfonico » per adeguarsi alla più alta impedenza del dispositivo amplificatore. Come si nota osservando la **figura 11 U**, il trasformatore microfonico ha un primario a bassa impedenza che costituisce il carico nel circuito del microfono. Il secondario, a più alta impedenza, fornisce gli impulsi con una tensione maggiore (a seconda del rapporto di trasformazione) ai capi di un'impedenza sufficiente per consentire l'applicazione ad esempio tra griglia e massa di una valvola (in questo caso il rapporto è molto alto, da 1 a 30 circa).

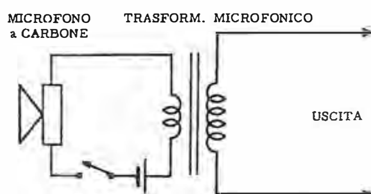


Fig. 11 U - Per adattare l'impedenza del microfono a quella di un amplificatore, spesso si impiega un trasformatore. L'interruttore in serie alla batteria interrompe o inserisce la corrente per l'uso. In alcuni casi trasformatore e batteria possono essere eliminati inserendo il microfono in circuito per il suo valore medio di resistenza.

Con lo sviluppo — ripetiamo — dell'elettronica, e con l'aumento delle esigenze dal punto di vista qualitativo, si è giunti gradatamente alla realizzazione di microfoni aventi caratteristiche ben più soddisfacenti.

Il microfono a carbone ha attualmente un impiego limitato agli impianti telefonici, ed a certi tipi di trasmettitori radio il cui funzionamento avviene esclusivamente per l'emissione del parlato, come per esempio nelle apparecchiature militari, in quelle dilettantistiche economiche ed in quelle di alcuni servizi civili.

Il microfono elettrostatico

Abbiamo visto — nello studio della capacità e dei fenomeni relativi — che, se si applica alle armature di un condensatore una tensione continua di ampiezza stabile, si ha nel circuito un unico impulso di corrente conseguente alla carica del condensatore stesso; raggiunta detta carica, la corrente cessa di scorrere.

Sappiamo inoltre che, se la tensione applicata varia con un certo ritmo, o di ampiezza o addirittura di polarità, si ha nel circuito il passaggio di una corrente alternata, di cui l'intensità e l'ampiezza dipendono dall'intensità e dall'ampiezza della componente alternata applicata, nonché dalla reattanza del condensatore.

Un altro fenomeno della capacità è che, fermo restando il valore della tensione continua applicata alle armature, si ha anche un passaggio di corrente alternata se il valore della capacità varia periodicamente; la corrente alternata che circola in tali condizioni, ha una intensità direttamente proporzionale alla variazione di capacità.

Uno dei sistemi più semplici per variare una capacità — è noto — consiste nel variare la distanza tra le armature, e questo è appunto il principio che ha portato alla realizzazione del microfono elettrostatico illustrato alla **figura 12 U.**

In essa si nota che il condensatore consta

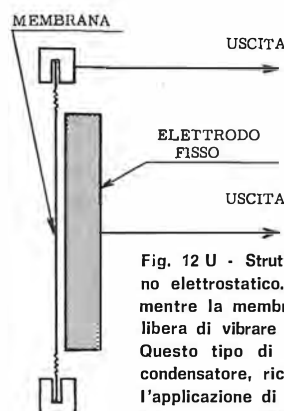


Fig. 12 U - Struttura interna di un microfono elettrostatico. L'elettrodo fisso è rigido, mentre la membrana (secondo elettrodo), è libera di vibrare se colpita da onde sonore. Questo tipo di microfono, detto anche a condensatore, richiede — per funzionare — l'applicazione di una tensione generalmente compresa fra 150 e 300 V.

di un'armatura solida fissa, e di una membrana sottile, leggera e flessibile, che costituisce una seconda armatura.

Se applichiamo una tensione tra le due armature, otteniamo nel circuito esterno un solo impulso di carica, dopo di che la corrente cessa.

Tuttavia, se la membrana viene sollecitata da vibrazioni (dovute — ad esempio — a onde sonore), esse la costringono ad assumere successivamente una forma concava o convessa, a seconda che l'aria all'esterno viene rispettivamente compressa o rarefatta dalle onde sonore.

Tali variazioni di forma, consentite dall'elasticità del materiale con cui la membrana è realizzata, determinano a loro volta diminuzioni o aumenti della capacità dovuti alla variazione di distanza tra le armature.

Ne consegue che, nel circuito del condensatore, si manifestano impulsi di corrente.

Alla base del funzionamento del microfono elettrostatico vi è dunque una tensione continua applicata alle sue armature.

Per quanto riguarda il prelevamento degli impulsi di tensione, è bene fare, innanzitutto, una considerazione. Osservando la **figura 13 U**, si nota che la tensione continua è applicata attraverso una resistenza: dal momento che la corrente continua non passa attraverso il condensatore, la resistenza non è percorsa da corrente, per cui ai suoi capi non si manifesta alcuna caduta di tensione. Di conseguenza, l'intera tensione è presente sulle armature.

Non appena la membrana vibra a causa delle onde sonore che la colpiscono, si manifesta una debole corrente alternata, la quale provoca cadute di tensione proporzionali ai capi della resistenza. Da ciò è facile dedurre che tali cadute di tensione costituiscono una tensione alternata conseguente al suono e suscettibile di amplificazione.

Il microfono elettrostatico si distingue da tutti gli altri microfoni per una elevata uniformità di responso alle varie frequenze.

Questa prerogativa lo rende adatto ad applicazioni in casi di esigenze particolari, tanto che esso viene impiegato negli studi di registrazione, e — in certi casi — come microfono campione per la taratura di apparecchiature elettroacustiche, nonché per la misura di livelli sonori.

La tecnica costruttiva è stata col tempo perfezionata; infatti, allo scopo di normalizzare lo smorzamento della membrana dovuto alle variazioni interne della pressione, si è giunti a sagomare opportunamente l'armatura fissa, la quale è — in certi casi — provvista di una serie di fori o di scanalature, che hanno il compito di influire sulla pressione migliorando il responso.

La sensibilità di questo microfono non è elevata.

Un altro inconveniente consiste nel fatto che l'elevata impedenza propria lo rende particolarmente sensibile ai campi elettrostatici esterni.

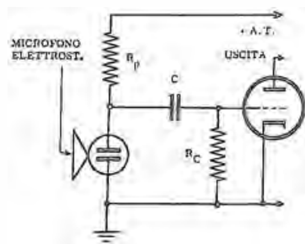


Fig. 13 U - In questo caso la tensione di polarizzazione di cui il microfono a condensatore tipico necessita gli viene avviata tramite Rp. Ai capi del microfono (alta impedenza) si sviluppa il segnale che può essere avviato direttamente all'ingresso di un dispositivo di amplificazione quale la valvola.



Un microfono a condensatore del commercio per impieghi professionali. È dotato di dispositivo che permette di variare ampiamente la direzionalità, vale a dire il suo grado di sensibilità per determinate direzioni; ha anche un attenuatore a commutatore che ne abbassa la sensibilità di 10 dB.

Accanto alla capsula microfonica propriamente detta viene normalmente installato (nel medesimo involucro) il primo stadio di amplificazione. In tal modo, mediante opportuni accorgimenti, è possibile far sì che l'uscita sia caratterizzata da una impedenza relativamente bassa, e quindi molto meno sensibile ai campi di cui sopra.

La tensione con cui le armature vengono polarizzate, generalmente è compresa tra 150 e 300 volt; il valore della resistenza in serie è normalmente di qualche megahom.

Si possono realizzare esemplari del tutto particolari, il cui funzionamento può essere panoramico (sensibilità uniforme, indipendentemente dalla direzione di provenienza del suono), oppure direzionale (ossia sensibile ai suoni provenienti da una sola direzione).

Dal momento che questo tipo di microfono funziona in conseguenza di variazioni della pressione dell'aria, il suo responso alla frequenza può essere influenzato da vari fattori.

La tensione d'uscita è infatti proporzionale alla pressione sonora nella gamma delle frequenze medie e basse: tuttavia, mano a mano che la frequenza del suono aumenta, la tensione d'uscita varia per il fatto che la pressione interna (ossia dell'aria presente tra le armature) tende a contrastare i movimenti della membrana.

Ciò comunque è in parte compensato dal fatto che i segnali elettrici presenti in uscita passano sempre attraverso il condensatore di accoppiamento. La reattanza di questo, maggiore alle frequenze basse e minore a quelle alte, compensa la variazione della tensione d'uscita.

Microfoni a elettreta

Si è testé visto che il microfono a condensatore richiede una tensione di polarizzazione; dal momento che la capacità propria del microfono è piuttosto bassa, al fine di ottenere un segnale d'uscita a livello utilizzabile è necessario, di conseguenza, che la tensione applicata sia alta.

Si comprende anche che — dal momento che qualsiasi variazione di questa tensione si traduce in una corrispondente variazione del segnale — la fonte di polarizzazione debba essere particolarmente stabile ed esente da ronzio.

L'avvio al microfono della tensione di cui si è detto rappresenta un altro problema che com-

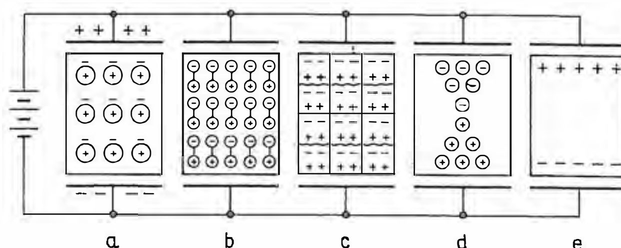


Fig. 14 U - Una piastrina « elettreta » può essere formata sulla base di uno dei procedimenti qui indicati. Il materiale che può assumere una carica elettrica permanente è un dielettrico (polietilene, poliuretano, ecc.). In a si ha polarizzazione degli atomi, in b di dipoli di molecole, in c di portatori di carica mobili, in d carica spaziale ed in e con trasferimento da cariche esterne.

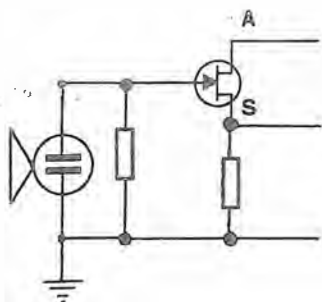


Fig. 15 U - Se il condensatore costituente il microfono è ad elettreta non vi è più bisogno di una sorgente di polarizzazione. Permane, ovviamente, l'alta impedenza del circuito che grazie all'impiego di transistori FET può essere ridotta contemporaneamente all'amplificazione. A indica alimentazione del transistore ed S l'uscita del segnale.

plica le cose. Infine, l'alta impedenza caratteristica (attorno ai 100 MΩ) è fonte di ulteriori problemi perché un'impedenza così alta non può essere applicata direttamente ai cavi schermati di conduzione, pena una drastica caduta delle frequenze alte.

Molti dei vantaggi del microfono a condensatore possono essere conservati senza che si incorra negli inconvenienti ora riassunti, adottando in quanto capacità un « elettreta ». In effetti, un microfono ad elettreta è un microfono a condensatore nel diaframma del quale è presente una carica elettrostatica permanente.

Per ottenere ciò si colloca preventivamente il diaframma metallizzato (che è una sottile lastra) tra le piastre di un condensatore che viene poi caricato (**figura 14 U**) con tensione molto alta. Si riscalda la lastrina e successivamente la si lascia raffreddare, sempre in regime di carica capacitiva. Quando viene rimossa, la piastrina presenta una carica permanente che si può considerare pari a quella di applicazione di oltre un centinaio di volt.

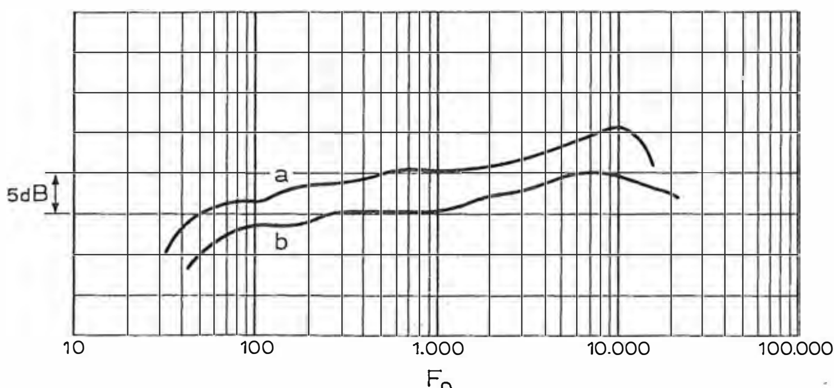
Così, la necessità di una tensione esterna di polarizzazione è eliminata e, con essa, tutte le complicazioni che la caratterizzano. La necessità di trasformazione d'impedenza da alta a bassa, per i motivi citati, permane ma può oggi essere risolta con ottimo risultato mediante un transistore FET che sappiamo essere ad alta impedenza d'ingresso (**figura 15 U**).

Si sa che un condensatore carico, per via della dispersione si scarica nel tempo e ci si può chiedere come si comporta in proposito l'elettreta. Grazie al metodo di formazione della carica si ha un grado molto alto di permanenza di carica: quest'ultima raggiunge metà del suo valore dopo più di 100 anni...

La **figura 16 U** riporta due curve di responso di microfoni ad elettreta.



Fig. 16 U - Curve di responso di due microfoni ad elettreta di diversa fabbricazione. Si può rilevare un andamento analogo, caratterizzato da assenza di picchi di accentuazione di frequenze della zona media, ciò che migliora la qualità e riduce i problemi di reazioni acustiche nelle installazioni di amplificazione.



Il microfono piezoelettrico

Ci siamo occupati già sommariamente della piezoelettricità, a pagina 31c. Il microfono piezoelettrico è appunto uno dei casi in cui questo fenomeno viene sfruttato.

La **figura 17 U** illustra la struttura interna di un microfono di questo tipo. In esso si nota che la membrana è solidale al centro di un'ancoretta.

Il cristallo è generalmente di forma quadrata o rettangolare, e consta di due strati di sale di Rochelle, incollati tra loro. Alle superfici esterne dei due strati sono affacciati i due elettrodi connessi alla linea.

Quando la membrana vibra per effetto delle onde sonore, trasmette le sue vibrazioni al cristallo tramite l'ancoretta.

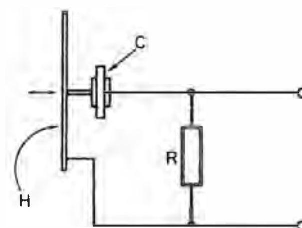
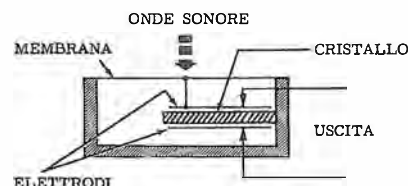


Fig. 17 U - Qui sopra una capsula microfonica piezoelettrica e, a lato, due illustrazioni relative al principio di funzionamento di questo tipo di microfono. Le vibrazioni della membrana (H) provocano una deformazione elastica della piastrina (C) di cristallo o di ceramica. Questa, per il fenomeno della piezoelettricità, converte le sollecitazioni meccaniche in una debole tensione elettrica.



Le sollecitazioni meccaniche applicate al cristallo fanno in modo che esso subisca delle flessioni lungo una delle diagonali; queste flessioni si traducono in impulsi elettrici tra gli elettrodi, grazie alle caratteristiche piezoelettriche.

Data la quasi totale mancanza di continuità tra le armature, l'impedenza interna del microfono piezoelettrico è elevatissima.

Ciò consente di applicarlo direttamente all'ingresso del primo stadio di amplificazione, senza l'ausilio di organi di accoppiamento se l'impedenza di ingresso dell'amplificatore è elevata. Inoltre, l'elevata sensibilità consente una buona potenza d'uscita senza eccessiva amplificazione.

Rispetto a due dei tipi precedentemente descritti, il microfono piezoelettrico presenta il vantaggio di non necessitare — per il suo funzionamento — di una sorgente di tensione di eccitazione. Gli impulsi vengono infatti prodotti direttamente dal cristallo.

La struttura interna di un microfono piezoelettrico può anche essere multicellulare.

In questo caso, esso consta di vari cristalli

collegati parte in serie e parte in parallelo. Il loro numero varia da 6 a 20, e la combinazione delle varie unità consente di ottenere responsi lineari alla frequenza, praticamente sull'intera gamma di frequenze acustiche.

In linea di massima il microfono piezoelettrico può essere considerato uno dei più economici. Esistono infatti in commercio delle capsule che, pur avendo un funzionamento abbastanza soddisfacente, hanno un costo molto limitato.

Per contro, esso presenta una certa delicatezza in quanto sensibilissimo all'umidità, e non sopporta temperature superiori a 45 °C.



I microfoni a cristallo si prestano agli impieghi mobili ove non occorra una qualità di ripresa professionale: sono leggeri ed economici. Necessitano di accorgimenti atti ad evitare l'effetto dell'umidità. Questo tipo è detto a stilo.

Il microfono magnetico

Accenniamo brevemente ad un tipo di microfono, detto anche a « riluttanza variabile », il cui uso è limitato soltanto alle realizzazioni economiche, nelle quali sia però necessaria una buona tolleranza alle variazioni di temperatura e ad un certo grado di umidità. La **figura 18 U** illustra il principio di funzionamento.

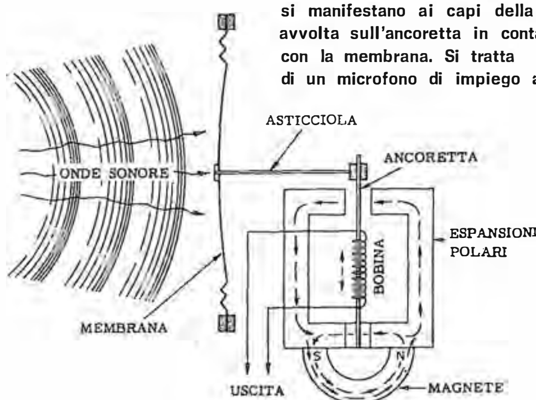


Fig. 18 U - Principio di funzionamento del microfono magnetico. I segnali si manifestano ai capi della bobina avvolta sull'ancoretta in contatto con la membrana. Si tratta di un microfono di impiego assai raro.

Esso è molto simile ad un microfono a cristallo; la differenza consiste nel fatto che all'interno, in luogo del cristallo, si trova un piccolo magnete permanente provvisto di espansioni polari chiuse su un traferro di circa 1 mm.

Nel campo magnetico di questo traferro è immersa un'ancoretta di ferro dolce libera da un lato e rigida dall'altro, intorno alla quale si trova un avvolgimento realizzato con diverse centinaia di spire di filo di rame smaltato della sezione di qualche centesimo di millimetro.

L'estremità libera dell'ancoretta è unita mediante un collegamento meccanico, leggero ma rigido, ad una membrana di alluminio o di plastica.

Allorché la membrana vibra per effetto delle onde sonore, le vibrazioni vengono trasmesse all'ancoretta, la quale viene così a tagliare il campo magnetico nel quale è immersa, con la medesima frequenza delle onde sonore.

Come abbiamo detto, l'ancoretta vibrante costituisce il nucleo di un avvolgimento, per cui, per il principio basilare dell'elettromagnetismo, tutti gli impulsi magnetici presenti in esso a causa delle vibrazioni meccaniche, inducono impulsi di tensione nell'avvolgimento, impulsi che possono essere prelevati ai suoi capi ed amplificati, mediante transistori, nel modo consueto.

Esistono microfoni di questo tipo il cui avvolgimento ha un'impedenza talmente bassa da rendere necessario l'uso di un trasformatore per il collegamento all'amplificatore, mentre ne esistono altri la cui impedenza è tale da consentire il collegamento diretto.

Il microfono dinamico

In questo tipo di microfono viene sfruttato il principio della produzione di corrente mediante lo spostamento di un conduttore in un campo magnetico costante.

La **figura 19 U** rappresenta la struttura interna di un microfono dinamico.

La membrana, generalmente di plastica o di alluminio, ha una forma tale da consentire un responso il più possibile lineare alle varie frequenze.

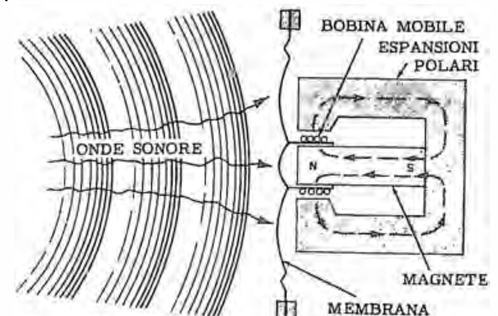


Fig. 19 U - Principio di funzionamento del microfono dinamico. La bobina mobile, immersa nel traferro di un potente magnete, ne taglia il campo magnetico allorché viene fatta vibrare dalla membrana. Ai capi della bobina risulta disponibile il segnale elettrico.

Ad essa è fissata una bobinetta, avvolta con diverse spire di filo sottilissimo al fine di contenere il peso nel minimo indispensabile.

Detta bobina è immersa in un intenso campo magnetico reso disponibile da un magnete, per lo più a forma di anello, ai cui poli sono fissate le espansioni polari che concentrano il flusso magnetico nella zona in cui si trova la bobina.

Le vibrazioni della membrana dovute alle onde sonore, vengono trasmesse alla bobina, la quale si sposta verso l'esterno se l'aria viene rarefatta, o verso l'interno se invece si manifesta una pressione.

Di conseguenza, la bobina mobile viene a tagliare il campo magnetico in un senso o nell'altro, rendendo disponibili ai suoi capi impulsi elettrici di polarità conforme e di ampiezza proporzionale agli spostamenti (e quindi all'intensità del suono).



I microfoni di tipo dinamico sono tra i più diffusi; spesso, come quello in alto, racchiudono nella testina due sistemi (uno per le alte ed uno per le basse frequenze) raggiungendo così una gamma da 20 a 18 000 Hz; l'impedenza è mediamente di 200 ohm; vi è sempre un interruttore di esclusione. Il tipo a sinistra offre un'uscita più alta (0,22 mV/μbar contro 0,18 mV/μbar) ma ha una gamma più limitata (da 30 a 16 000 Hz).



Anche questo è un microfono di tipo dinamico. La sua gamma utile si estende da 35 a 18 000 hertz; incorpora un dispositivo che permette l'eliminazione degli inconvenienti che eccessivi colpi d'aria possono provocare.

Ovviamente, a causa della necessaria leggerezza della bobina (poche spire) questo microfono non può avere una impedenza interna elevata; è perciò spesso, necessario un trasformatore microfonico per l'accoppiamento all'amplificatore.

Uno dei vantaggi offerti dal microfono a bobina mobile è la relativa insensibilità alle condizioni ambientali. Esso difficilmente risente degli sbalzi di temperatura, e, allorché la membrana è di alluminio, è praticamente insensibile all'umidità. La sensibilità è abbastanza elevata.

Esistono microfoni dinamici di pretese limitate, il cui costo è modesto. Essi possono funzionare in modo soddisfacente su gamme di frequenza comprese all'incirca tra 100 e 7 000 Hz.

Per contro, esistono tipi professionali, molto più costosi, il cui funzionamento è uniforme da 30 a 16 000 Hz.

La differenza tra i due tipi consiste nelle caratteristiche della membrana, nella bobina e nell'intensità del campo magnetico, come pure nei dispositivi adottati per adeguare opportunamente la pressione interna.

A tale scopo, poiché ogni spostamento della membrana determina successive compressioni e rarefazioni dell'aria contenuta, è necessario creare una comunicazione con l'esterno onde evitare che dette variazioni di pressione turbino la caratteristica dinamica della membrana. Quest'ultima, inoltre, ha — come tutti i corpi solidi — una sua frequenza di risonanza.

Allorché essa vibra in corrispondenza di un suono avente tale frequenza l'ampiezza delle vibrazioni è notevolmente maggiore che non per le altre frequenze. Da ciò deriva un segnale di ampiezza maggiore e quindi un responso non uniforme.

I sistemi di smorzamento applicati alla membrana costituiscono un rimedio a tale inconveniente.

Normalmente, nel medesimo involucro che contiene l'unità microfonica, è installato il trasformatore di accoppiamento; per le linee di lunghezza ridotta la sua uscita può essere ad impedenza alta.

Nei casi invece, in cui la linea deve avere una certa lunghezza, ad evitare di captare rumori di fondo dovuti alla presenza di campi magnetici esterni, si preferisce usare un trasformatore detto « bobina-linea » avente un'uscita ad impedenza media (da 2000 a 600 ohm), al quale fa seguito un secondo trasformatore (elevatore) installato in prossimità dell'amplificatore.

Affinché questi trasformatori non apportino perdite in alcune zone della gamma di frequenze, sono avvolti su nuclei di materiali speciali, come ad esempio il « permallov » o il « mumetal », la cui elevata permeabilità consente risultati molto migliori che non col comune ferro al silicio: essi sono inoltre accuratamente schermati.

Il microfono a nastro

Il microfono a nastro, detto anche « a velocità », il cui principio di funzionamento è illustrato dalle **figure 20 U** e **21 U**, prende il nome dal fatto che esso funziona a causa della differenza di pressione che esiste tra le facce anteriore e posteriore di un nastro di alluminio sottile ed ondulato, immerso tra le espansioni polari di uno o più magneti permanenti.

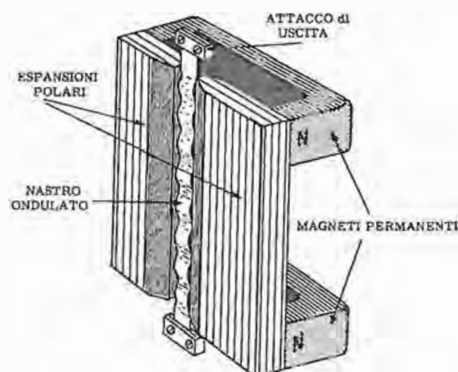


Fig. 20 U - Un magnete permanente, come nel microfono a bobina mobile, è alla base del principio di funzionamento del microfono a nastro. I segnali vengono prelevati dai due attacchi d'uscita che sono gli estremi del nastro: tali segnali sono molto deboli e necessitano di trasformatore elevatore anche ai fini di una più corrente impedenza.

La costruzione è realizzata in modo tale che le onde sonore abbiano facile accesso al nastro, la cui leggerezza è tale da consentirgli di seguire fedelmente le vibrazioni dell'aria anche per le frequenze elevate.

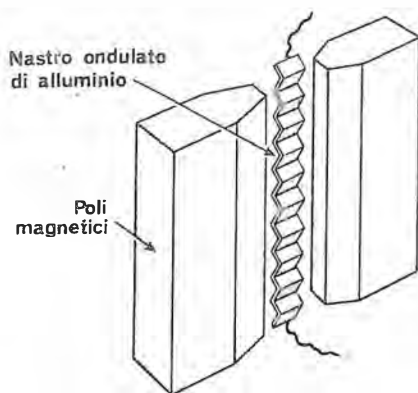


Fig. 21 U - Nel microfono a nastro quest'ultimo taglia il flusso magnetico ma rappresentando esso un unico conduttore ed essendo il traferro assai più grande che non nel microfono a bobina mobile si ha la già citata bassa sensibilità. Agendo con resistenze acustiche si può variare la direzionalità.

La frequenza di risonanza del nastro viene portata ad un valore inferiore alla frequenza più bassa percepibile dall'orecchio umano.

Le onde sonore, costringendo il nastro a vibrare, producono in esso una f.e.m. dato che il nastro taglia il campo magnetico.

Detta forza si manifesta alle estremità del nastro, le quali devono necessariamente essere isolate: la tensione viene portata al primario di un piccolo trasformatore contenuto nel medesimo involucro del microfono.

Anche in questo caso il trasformatore può essere adatto ad un accoppiamento diretto oppure, nel caso di notevole distanza tra il microfono e l'amplificatore, può avere un secondario a media impedenza, ossia a impedenza di linea. In tale modo la linea stessa viene poi collegata al primario di un secondo trasformatore che eleva ulteriormente l'impedenza.

Una delle caratteristiche più importanti del microfono a nastro, oltre al fatto che consente una buona linearità di responso tra circa 40 e 10 000 Hz, consiste nella sua bidirezionalità: esso infatti, ha la massima sensibilità per le onde sonore provenienti da una direzione perpendicolare al piano del nastro, sia in avanti che indietro, mentre la sensibilità diminuisce fino a diventare pressoché nulla per le onde sonore provenienti dai lati.

Per contro, un inconveniente di questo tipo di microfono risiede nella sua estrema delicatezza e nella impossibilità di utilizzazione all'aperto, specie in zone in cui l'aria è mossa dal vento, il quale può danneggiare gravemente il nastro.

La **figura 22 U** illustra un tipico microfono a nastro.

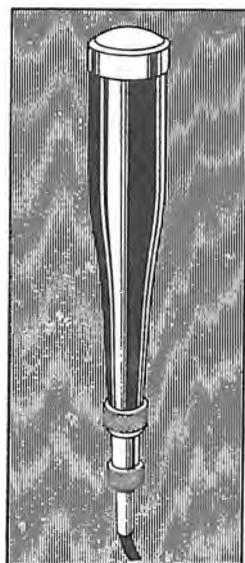


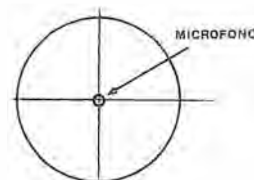
Fig. 22 U - Con questa forma che è detta « lavalier » si realizzano oltre che tipi a nastro, tipi dinamici ed a elettreta a seconda delle esigenze. La forma è opportuna nelle interviste perché il microfono può essere usato a collare dall'intervistato ed un altro analogo può avere l'intervistatore.

Effetto di direzionalità

I microfoni « omnidirezionali » o « panoramici » captano tutte le onde sonore, qualunque ne sia la direzione di provenienza. Questo gruppo comprende tutti i microfoni il cui effetto direttivo non viene tenuto in considerazione nelle caratteristiche generali.

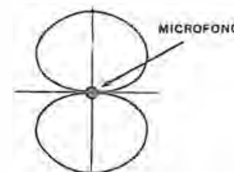
La **figura 23 U** illustra la zona circolare dalla quale possono provenire i suoni diretti ad un microfono panoramico, supposto che questo si trovi in corrispondenza del punto di incontro dei due diametri perpendicolari.

Fig. 23 U - Un microfono omnidirezionale capta con eguale sensibilità i suoni presenti attorno ad esso, da qualsiasi direzione provengano.



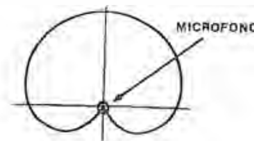
I microfoni « bidirezionali » captano solo i suoni prodotti anteriormente e posteriormente al microfono. Il rumore ambientale viene perciò attenuato, e si ha anche meno pericolo che si generi l'effetto « Larsen » ossia una indesiderata reazione tra microfono e altoparlante — della quale ci occuperemo a suo tempo — che non con i tipi omnidirezionali; per contro, risulta più critica la posizione rispetto alla sorgente sonora (**figura 24 U**).

Fig. 24 U
Se il microfono è bidirezionale le due zone delimitate di sensibilità (una avanti e l'altra dietro) formano un otto.



I microfoni « unidirezionali » (o a cardioide) captano esclusivamente i suoni prodotti anteriormente; il loro nome è dovuto al fatto che la curva direzionale (**figura 25 U**) espressa in coordinate polari, è a forma di cuore.

Fig. 25 U - Molte volte occorre che il funzionamento si verifichi solo per i suoni provenienti da un'unica direzione: si ha l'unidirezionale, detto anche a cardioide.



La riproduzione del rumore dell'ambiente è ancora più debole, ed ancora minore è il pericolo dell'effetto « Larsen » che con i tipi bidirezionali; la determinazione della posizione di installazione è molto facile.

I microfoni « ipercardiodi » costituiscono il perfezionamento del microfono a cardioide. Il rumore viene attenuato al massimo e minimo risulta il pericolo dell'effetto « Larsen ». Data la forma particolare della curva direzionale (**figura 26 U**), la determinazione della posizione corretta rispetto alla sorgente sonora, risulta un po' più difficile che per il microfono a cardioide.

Questi tipi di microfoni vengono realizzati incorporando nel medesimo involucro due unità microfoniche e spesso, unendo una unità a nastro ad una unità dinamica.

Come sappiamo, la prima ha una sensibilità bidirezionale mentre la seconda ha una sensi-

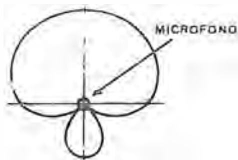


Fig. 26 U - Unendo due unità di caratteristiche diverse si può ottenere anche questa forma detta ipercardioide. In effetti, la zona di sensibilità frontale — sebbene ciò non appaia molto in figura — è più ristretta di quella del cardioide.

bilità pressoché panoramica. Dal momento che lo spostamento del nastro avviene per suoni provenienti da due direzioni, mentre nel microfono dinamico la tensione di uscita è pressoché indipendente dalla direzione di provenienza dei suoni, i due segnali, collegati in serie, si sommano o si sottraggono a seconda della polarità reciproca.

In tal modo i suoni provenienti dalla parte posteriore determinano impulsi pari alla loro differenza.

Ne consegue che, limitando opportunamente l'amplificazione subita da detti impulsi, è possibile ottenere un'ottima resa rispetto ai suoni prodotti anteriormente al microfono, mentre la resa diminuisce gradatamente man mano che la sorgente sonora si sposta radialmente intorno al microfono stesso, fino a diventare pressoché

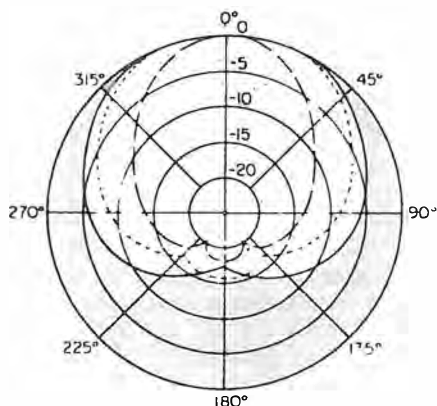


Fig. 27 U - Un microfono la cui zona di sensibilità sia a forma di cardioide non ha sotto questo aspetto la stessa sensibilità a frequenze diverse. Questo diagramma mostra, ad esempio, la differenza esistente per 300 Hz (tratto pieno), per 5 000 Hz (puntinato) e 10 000 Hz (tratteggiato) dello stesso microfono: esso mantiene, tuttavia, una sensibilità nulla per la zona retrostante.

nulla nei confronti dei suoni prodotti posteriormente.

Il microfono unidirezionale si dimostra particolarmente utile durante le registrazioni di esecuzioni orchestrali effettuate con diversi microfoni collegati ad altrettanti canali d'ingresso dell'amplificatore. Infatti, variando opportunamente l'amplificazione relativa, è possibile ottenere effetti sonori particolari, in quanto ogni microfono percepisce soltanto il suono emesso dagli strumenti di fronte ai quali esso è stato installato.

Un'altra utilizzazione pratica, è costituita dalle interviste effettuate in luoghi pubblici e rumorosi: in tal caso è infatti possibile udire in prevalenza la voce degli interlocutori, eliminando i rumori ambientali tanto quanto basta per non togliere l'effetto della ripresa sonora in un luogo a livello di rumore d'ambiente piuttosto elevato.

Vi sono modelli (**figura 27 U**) che mediante opportuni dispositivi mantengono inalterata la prerogativa della sensibilità zero, al variare delle frequenze interessate.

Sensibilità del microfono

La tensione di segnale prodotta da un microfono, varia con la sensibilità dello stesso, nonché col variare dell'intensità del suono e della distanza della sorgente sonora.

Per valutare la sensibilità di un microfono, si misura la tensione d'uscita relativa ad una data pressione acustica sulla membrana; essa viene normalmente espressa in « millivolt per microbar » (mV/μbar) oppure in decibel riferiti ad 1 volt.

In quest'ultimo caso, una sensibilità denunciata, ad esempio, in —50 dB, significa che il livello di tensione del segnale è di 50 dB inferiore ad 1 volt.

La curva di responso alla frequenza da parte di un microfono, viene rilevata misurando l'uscita corrispondente alla percezione di suoni di varie frequenze, tenendo costante l'intensità dei suoni prodotti da un apposito generatore, e la distanza del microfono.

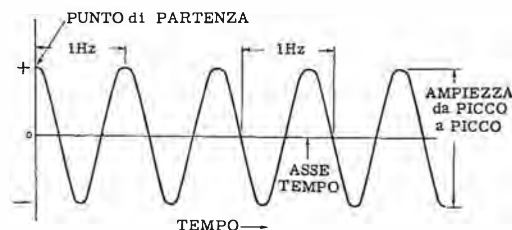
Modulazione

Il segnale a radiofrequenza usato per trasmettere impulsi di informazione da un punto ad un altro è chiamato, come già sappiamo, « onda portante ».

Esso consiste in un'onda elettromagnetica che presenta, ovviamente, una data ampiezza, una propria frequenza ed una data fase.

Se le variazioni di tensione di un segnale a radiofrequenza vengono rappresentate graficamente in funzione del tempo, il risultato è la nota forma d'onda che ben conosciamo, illustrata alla **figura 28 U**. La figura rappresenta un'onda portante non modulata; è, evidentemente, identica alle forme che abbiamo incontrato nell'analisi delle variazioni di corrente, di tensione, ecc., e può essere efficacemente impiegata per studiare le caratteristiche generali dell'onda portante stessa.

Fig. 28 U - Classica forma d'onda sinusoidale. Essa presenta qui un'ampiezza costante nonché una frequenza costante: è compito della modulazione variare — in conformità del segnale modulante — l'una o l'altra di dette caratteristiche.



L'onda portante non modulata non è altro che un'onda sinusoidale che si ripete ad intervalli di tempo definiti. Il potenziale sale prima al massimo valore positivo per scendere poi al massimo valore negativo, nei riferimenti dell'asse del tempo, ed ogni sinusoide rappresenta variazioni di ampiezza dell'onda.

Il fenomeno è identico a quello descritto a suo tempo a proposito della corrente alternata in un conduttore, ove le varie ondulazioni rappresentano le inversioni di direzione del flusso di corrente. È necessario ricordare che i segni « più » e « meno » indicano unicamente la direzione.

Il punto di partenza della curva di figura 28 U è stato scelto arbitrariamente; avrebbe potuto essere scelto in qualunque altro punto dell'onda, col medesimo risultato. Tuttavia, una volta scelto il punto di partenza, esso rappresenta anche il punto nel quale ha inizio la misura del tempo considerato.

Nel nostro caso esso si trova nel punto culminante di una semionda positiva, dopo di che la curva raggiunge il massimo potenziale negativo passando attraverso il valore 0, per poi ritornare al punto di partenza, attraversando nuovamente il punto di 0.

Le variazioni di ampiezza che si verificano in questo intervallo di tempo si ripetono sempre nella stessa entità e nello stesso modo **se l'onda non è modulata.**

La serie completa di punti che esprimono l'ampiezza in ogni istante di detto periodo di tempo, indipendentemente dal punto di partenza, costituisce un ciclo o periodo dell'onda portante. Ciò può essere verificato nella figura, nella quale sono indicati due cicli con due differenti punti di partenza: il numero di cicli che si verifica in un secondo (hertz) è, come già ben sappiamo, la frequenza dell'onda.

Non linearità = modulazione

In un circuito possono essere presenti contemporaneamente due o più grandezze alternative: supponiamo, per semplicità, che si tratti di due tensioni sinusoidali con ampiezza e frequenza diverse (**figura 29 U**).

Facciamo subito notare che, a seconda delle **qualità** del circuito cui vengono applicate assieme queste due tensioni, le correnti alternate che scorrono in esso si possono presentare in maniera molto diversa.

Quella delle qualità del circuito che ci interessa maggiormente ora, in merito all'argomento che stiamo per trattare, è la **linearità**.

Un circuito costituito soltanto da **resistenze pure** è, ad esempio, un circuito veramente lineare; la sua caratteristica di trasferimento, come abbiamo mostrato in precedenza, segue una retta, e quindi per qualsiasi tensione applicata all'ingresso, la corrente circolante sarà sempre proporzionale, indipendentemente dai valori che

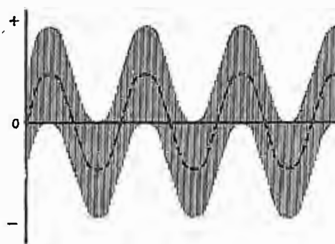


Fig. 29 U - Nello stesso circuito vi possono essere, contemporaneamente, tensioni alternate (in questo caso, sinusoidali) di diversa frequenza e di diversa ampiezza: il circuito, a seconda della sua linearità influirà sulla loro forma, sulla loro ampiezza e sulla risultante della loro frequenza.

tensione e corrente possono assumere.

Si abbia, ad esempio, un circuito con resistenza di 1 000 ohm.

Se la tensione in ingresso è 1 mV, per la legge di Ohm, scorrerà in esso una corrente di 1 µA.

Difatti:

$$I = \frac{V}{R} = \frac{1 \cdot 10^{-3}\ V}{1\,000} = \frac{1}{10^{6}} = 1 : 10^{-6}\ A = 1\ \mu A$$

Se però la tensione da 1 mV sale ad 1 volt, oppure a 10 V, la corrente salirà proporzionalmente ad 1 mA e 10 mA, rispettivamente; per qualsiasi entrata, quindi, la risposta del circuito sarà **lineare** e seguirà cioè, nel suo andamento, una linea retta.

È facile arguire allora che, per contro, la caratteristica di un circuito non-lineare non è una retta, e che ad esempio, un diodo, un transistore, una valvola termoionica, non costituiscono circuiti del tutto lineari, in quanto la loro caratteristica di trasferimento ha un andamento in buona parte curvilineo. (Vi è però una parte pressoché rettilinea e che può essere scelta perciò come tale).

Orbene — tornando alla premessa — se il circuito è veramente lineare, in esso si avrà la sovrapposizione pura e semplice delle due grandezze sinusoidali applicate.

Fino a quando i segnali attraversano circuiti con buone caratteristiche lineari — non occorre si tratti unicamente di resistenze ma possono essere anche circuiti rappresentati da transistori e valvole, impiegate nel citato tratto meno curvo della loro caratteristica di trasferimento — la semplice sovrapposizione non cambia la loro natura, tant'è vero che impiegando adatti filtri si può ottenere la successiva separazione delle due grandezze, immutate.

Quando, invece, nella trasduzione del segnale è introdotto volontariamente o casualmente, un **elemento non-lineare**, allora si verificano interessanti mutamenti che portano, volendo, proprio a quell'azione di modulazione di cui ci stiamo occupando.

Mescolazione di frequenze

In un circuito non lineare, le grandezze alternative sovrapposte, **vengono mescolate** e questo processo, molto diffuso in un gran numero d'applicazioni nelle telecomunicazioni, è pure presente nelle radio-comunicazioni in vari stadi del trasmettitore e del ricevitore, che, a seconda della loro funzione specifica prendono differenti nomi, sebbene il processo di mescolazione sia lo stesso.

A parte i livelli dei segnali mescolati (microvolt o chilovolt); a parte i rapporti delle due frequenze (una può essere altissima, nell'ordine di molti megahertz, e l'altra una bassa frequenza, cioè dell'ordine delle decine di hertz); a par-

te dunque questi aspetti tecnici dai quali dipende la « forma » del circuito, si tratta sempre nella sostanza di mescolazione di due frequenze, e perciò di processi fra loro eguali. Si ha mescolazione, ad esempio, nei casi che ora elenchiamo.

— **Generazione di battimenti:** correntemente con questo nome si indica la mescolazione fra due frequenze elevate, la cui diseguaglianza, molto piccola, dà origine ad una nota udibile (battimento differenza) che naturalmente non potrà eccedere i 15 kHz, se deve essere, appunto, udibile.

— **Eterodinaggio:** mescolazione, come nel caso precedente. Talvolta, la nota udibile che ne deriva è causata dalla interferenza fra due trasmettitori troppo vicini; quindi con « fischi da eterodinaggio » comunemente s'intende questa forma di disturbo, così comune nella ricezione delle onde decametriche.

— **Eterodina:** processo simile al precedente, però comunemente s'intende in questo caso la mescolazione fra due frequenze alte, per ricavarne una più bassa, non udibile, in quanto essa pure è un'alta frequenza.

Su questo principio si basa la quasi totalità dei ricevitori (supereterodine) che esamineremo in dettaglio più avanti.

La differenza fra la frequenza del segnale ricevuto dal ricevitore e quella prodotta da un oscillatore locale (cioè, del ricevitore stesso) viene mantenuta costantemente ad un valore prefissato; in moltissime applicazioni nei ricevitori domestici di tipo corrente, tale valore, detto di **frequenza intermedia** (F.I.) è 467 kHz.

— **Conversione di frequenza:** è il processo eterodina di cui sopra espresso nel linguaggio comune dei tecnici.

— **Mescolazione di frequenza:** sinonimo di conversione.

— **Modulazione:** la mescolazione di una B.F. con una A.F., mediante la quale la Bassa Frequenza viene trasferita al valore di kHz, o MHz, o anche più, per poter inviare voci, suoni o immagini attraverso lo spazio.

— **Demodulazione:** il processo inverso che, mediante la mescolazione delle componenti del segnale ricevuto, dà la restituzione dell'informazione (voci, suoni o immagini che hanno modulato la portante d'emissione).

Modulazione di ampiezza

In relazione al segnale da trasmettere si può far variare o l'**ampiezza**, o la **fase**, o la **frequenza** di un'onda portante; il processo mediante il quale si ottiene la variazione di una di tali caratteristiche è la **modulazione** sopra accennata.

I tre sistemi di modulazione sono perciò il sistema di modulazione di ampiezza, quello di modulazione di fase e quello di modulazione di frequenza.

Essi vengono indicati spesso da sigle, ossia MA, per modulazione di ampiezza (in inglese AM), FM (per modulazione di frequenza) e PM per modulazione di fase.

Altri tipi di modulazione (come ad esempio la modulazione ad impulsi) possono essere considerati come suddivisioni o derivati dei tre sistemi citati.

Se si usa una tensione sinusoidale per modulare in ampiezza l'onda portante, l'ampiezza istantanea della stessa varia in maniera sinusoidale.

La massima ampiezza da essa raggiunta, sia in senso positivo che in senso negativo, viene denominata **ampiezza di picco**.

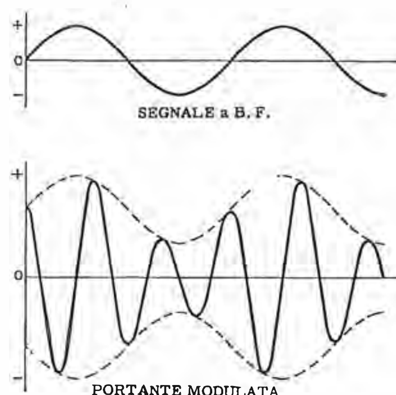


Fig. 30 U - L'onda portante non modulata ha, come abbiamo visto in figura 28 U, sempre la stessa ampiezza mentre l'intervento di un segnale modulante (in alto) ne varia l'ampiezza tra i due picchi in conformità della sua forma (onde tratteggiate).

I picchi positivi e negativi sono eguali, e l'oscillazione completa del ciclo dal massimo positivo al massimo negativo si chiama ampiezza **da picco a picco.**

Se consideriamo solo quest'ultima, possiamo dire che l'ampiezza di quell'onda è costante: e ciò costituisce, come sappiamo, la caratteristica generica della portante non modulata.

Nella modulazione di ampiezza, l'ampiezza tra picco e picco della portante viene variata a seconda delle onde di modulazione da trasmettere.

Ad esempio, la voce captata da un microfono viene convertita — abbiamo testé visto — in un segnale ad audiofrequenza (B.F.), che controlla l'ampiezza della portante.

Un suono singolo, avviato al microfono, modula la portante nel modo visibile alla **figura 30 U.** In essa i picchi della portante non hanno più un'ampiezza costante in quanto seguono le variazioni istantanee di ampiezza del segnale ad audiofrequenza.

Quando quest'ultimo varia in senso positivo i picchi della portante aumentano in conformità, mentre, allorché la variazione del segnale audio avviene in senso negativo, l'ampiezza della portante diminuisce.

Da ciò si deduce che **l'ampiezza istantanea dei segnali modulanti ad audiofrequenza determina l'ampiezza tra picco e picco della portante modulata.**

Percentuale di modulazione

Nella modulazione di ampiezza è uso comune esprimere il grado di modulazione della portante in **percentuale di modulazione**.

Quando l'ampiezza tra picco e picco del segnale modulante è eguale a quella tra picco e picco della portante non modulata, si dice che la portante è modulata al 100 %.

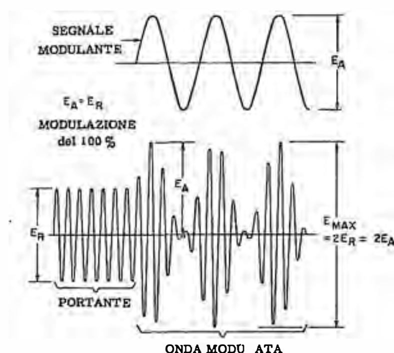


Fig. 31 U - Per una modulazione al 100 % il segnale modulante oscilla con ampiezza sufficiente a raddoppiare o a ridurre a zero l'ampiezza della portante.

Nella **figura 31 U** la tensione modulante E_A è eguale, picco a picco, a quella della portante E_R, e l'ampiezza tra picco e picco di quest'ultima varia tra $2E_R$ o $2E_A$ e 0.

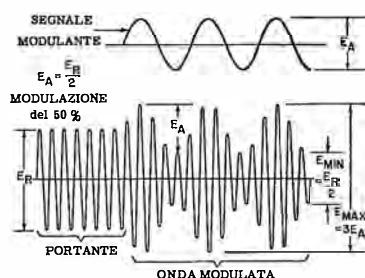


Fig. 32 U - Se la tensione modulante è pari alla metà della tensione della portante, la percentuale di modulazione ammonta al 50 %.

In altre parole, il segnale modulante oscilla con ampiezza sufficiente a **raddoppiare** l'ampiezza della portante tra picco e picco durante i semiperiodi positivi, e da **ridurla a zero** durante quelli negativi.

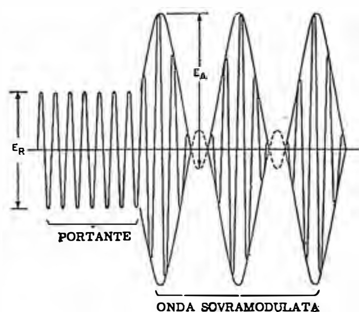


Fig. 33 U - Con una tensione modulante maggiore di quella portante si ottiene una modulazione superiore al 100 % e una conseguente distorsione.

Se E_A è inferiore ad E_R, la percentuale di modulazione è inferiore al 100 %.

Se E_A è pari alla metà di E_R, la percentuale ammonta soltanto al 50 % (vedi **figura 32 U**).

Quando il segnale modulante raggiunge il valore massimo nella direzione positiva, l'ampiezza della portante aumenta del 50 %, mentre diminuisce della medesima entità durante i semiperiodi negativi.

È anche possibile aumentare la percentuale di modulazione ad un valore superiore al 100 %, facendo in modo che E_A sia maggiore di E_R, come illustrato alla **figura 33 U**. In essa, l'onda portante modulata viene fatta variare da 0 ad un'ampiezza picco a picco maggiore di $2E_R$.

In questo caso però, dal momento che l'ampiezza tra picco e picco della portante non può essere inferiore a 0, la stessa viene completamente annullata per tutti i valori negativi di E_A maggiori di E_R.

Ciò si traduce in un segnale distorto, e la comprensione del segnale modulante viene compromessa in ricezione.

Ne consegue che la percentuale di modulazione nei sistemi di comunicazione a modulazione di ampiezza è limitata a valori compresi tra 0 e 100 %.

La **figura 34 U** riassume in sequenza l'aspetto di un'onda modulata a differenti percentuali.

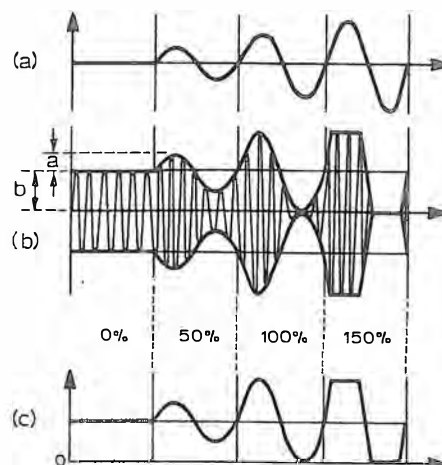


Fig. 34 U - Andamento della profondità di modulazione applicata ad una portante (b) dal segnale modulante (a) con percentuali crescenti dallo 0 al 150 %. Il segnale rivelato (c) dimostra come la modulazione superiore al 100 % distorca la forma del segnale modulante.

La percentuale effettiva di modulazione di una portante può essere calcolata in modo semplice mediante la seguente formula:

$$M = \% \text{ di modulazione} = \frac{E_{MAX} - E_{MIN}}{E_{MAX} + E_{MIN}} \times 100$$

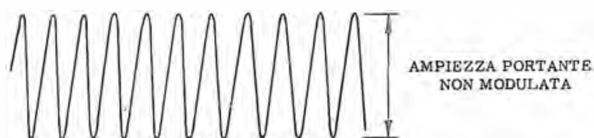
nella quale E_{MAX} è l'ampiezza massima ed E_{MIN} è l'ampiezza minima tra picco e picco della portante modulata.

Supponiamo, ad esempio, che una portante modulata vari in ampiezza da picco a picco, da 10 a 30 volt.

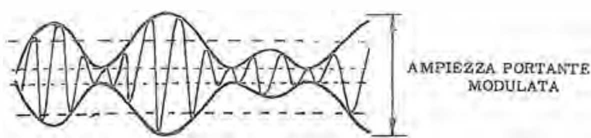
Sostituendo nella formula citata, 30 a E_{MAX} e 10 ad E_{MIN}, si ottiene:

$$M = \frac{30 - 10}{30 + 10} \times 100 = \frac{20}{40} \times 100 = 50 \%$$

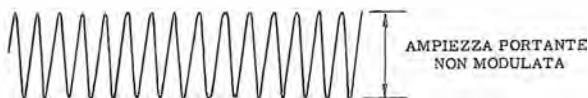
Tale formula è esatta soltanto per percentuali comprese tra 0 e 100 per cento.



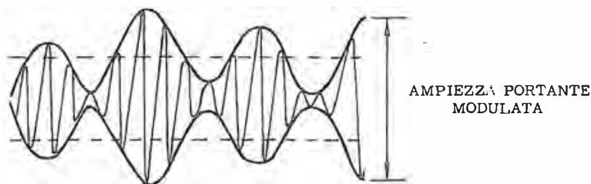
L'onda portante non modulata ha ampiezza costante. Supposta un'ampiezza come in figura si osservi, a lato, l'effetto di una modulazione.



L'onda raffigurata a lato, se modulata con bassa percentuale, non si accresce praticamente in ampiezza come si constata qui.



Prendiamo ora in considerazione, un'onda portante di ampiezza inferiore a quella prima osservata, non modulata.



L'onda portante di cui a lato, anche se di ampiezza inferiore, allorché la modulazione è del 100 % porta ad un'irradiazione di maggiore efficacia.

Le bande laterali

Quando i segnali di due oscillatori di appropriata frequenza sono abbinati si hanno, nell'uscita comune, le due frequenze originali e due altre frequenze, pari alla somma e alla loro differenza.

Questo fenomeno si manifesta anche nel processo di modulazione, tra la portante e la frequenza audio di modulazione: le frequenze derivanti dal loro incontro (detto « battimento ») si chiamano **bande laterali**.

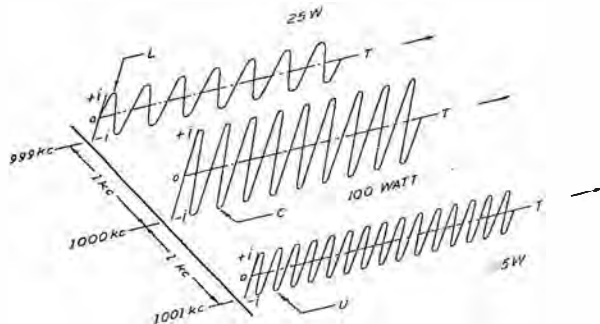


Fig. 35 U - Supposta una portante C di 1 000 kHz soggetta a modulazione da parte di un segnale di 1 000 Hz, si nota che ai lati della frequenza centrale si creano due altre frequenze (1 001 kHz e 999 kHz): sono le bande laterali (U superiore ed L inferiore).

Supponiamo che una frequenza audio di 1 000 Hz moduli una portante di 1 000 kHz.

La portante modulata consiste allora, principalmente, di tre frequenze componenti, ossia della portante originale a 1 000 kHz, della somma tra la frequenza audio e la radiofrequenza, (1 001 kHz), e della differenza tra le due frequenze, ossia 999 kHz.

La componente a 1 001 kHz viene denominata « banda laterale superiore », e quella a 999 kHz « banda laterale inferiore » (**figura 35 U**).

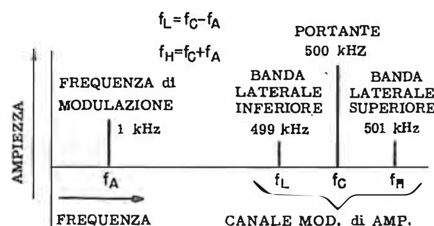
Dal momento che nella modulazione di ampiezza entrambe sono sempre presenti, l'onda modulata consiste di una frequenza centrale, una frequenza laterale superiore ed una frequenza laterale inferiore.

L'ampiezza « individuale » di ciascun componente è di valore costante, ma l'onda risultante varia in ampiezza in accordo col segnale acustico.

La **figura 36 U** rappresenta in maniera differente quanto già visto, possiamo dire in prospettiva, a figura 35 U. Per generalizzare il caso sono citati altri valori di frequenza.

Il segnale modulante, f_A, batte con la portante, f_C, e produce la frequenza laterale superiore, f_H, e quella inferiore, f_L. La portante modulata occupa pertanto una sezione dello spettro a radiofrequenza, la quale si estende da f_L a f_H, vale a dire, in questo caso, per 2 kHz.

Fig. 36 U - La portante modulata (nell'esempio, a 500 kHz) dà luogo al canale che è la zona che occupa nello spettro di frequenza e che è largo quanto il doppio della massima frequenza modulante.



Per ricevere tale segnale, il ricevitore deve avere gli stadi a radiofrequenza la cui larghezza di banda ammonti a 2 kHz.

In altre parole, quando esso è sintonizzato su 500 kHz, deve essere in grado di ricevere anche le frequenze di 499 kHz e di 501 kHz con minima perdita di responso.

La gamma delle frequenze acustiche si estende, come ben sappiamo, approssimativamente da 16 a 16 000 Hz. Per uniformarsi alla frequenza più alta, vale a dire per includerla, il canale della modulazione di ampiezza deve essere esteso da 16 kHz al di sotto a 16 kHz al di sopra della frequenza portante, ed il ricevitore deve presentare una larghezza di banda corrispondente.

Ne consegue che, se la frequenza della portante è di 1 000 kHz, il canale MA deve estendersi da 984 a 1 016 kHz. Ciò rappresenta la

larghezza di banda ideale: tuttavia, in pratica, l'intera ampiezza di banda MA per la riproduzione acustica raramente raggiunge i 16 kHz. Il caso reale di applicazione è quello da riferirsi alle emissioni di radiodiffusione delle onde medie (**figura 37 U**).

Per quanto si è visto testé, per ogni assieme specifico di audiofrequenze modulanti, il canale MA, ossia la larghezza di banda, ammonta al doppio della frequenza acustica più elevata.

L'energia a radiofrequenza, irradiata dall'antenna del trasmettitore sotto forma di una portante modulata, è divisa tra la portante stessa e le due bande laterali.

Con una componente portante di 1 000 watt, è necessario un segnale audio di 500 watt per una modulazione al 100 %. Pertanto, la portante modulata non supererà la potenza totale di 1 500 watt.

I 500 watt di potenza acustica si dividono in parti eguali tra le bande laterali; nessuna parte della potenza audio si unisce alla portante.

A causa di ciò, la portante di per sé non contiene segnali acustici e dal punto di vista dell'utilità della comunicazione, si può perciò dire che i 1 000 watt corrispondenti alla potenza della portante sono praticamente sciupati.

Possiamo anche osservare che per trasmettere i segnali audio, o segnali di « intelligenza », è sufficiente una sola banda laterale.

È pertanto possibile eliminare la portante ed anche una delle bande laterali, pur mantenendo inalterata l'intelligibilità dell'informazione trasmessa.

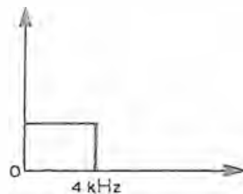
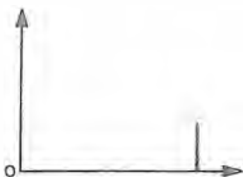
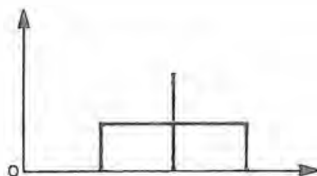


Fig. 37 U - Se il tratto orizzontale indica la frequenza, un segnale (che debba modulare) che da 0 arrivi a 4 000 Hz occupa la zona indicata.



Rispetto alla figura precedente, sempre sul tratto relativo alla frequenza indichiamo qui la frequenza (qualsiasi) che raffigura la portante.



La portante presa in considerazione, modulata (al 100 %) col segnale di 4 kHz, raddoppia la sua ampiezza (tratto verticale) ed occupa complessivamente 8 kHz per effetto delle bande laterali.

Inconvenienti

I rumori parassiti e le interferenze elettriche possono anch'essi modulare in ampiezza la portante, fino al punto da rendere nulla l'intelligibilità della trasmissione. Questo, tuttavia, non è il solo inconveniente: un segnale ad MA è anche suscettibile di interferenze con altre frequenze prossime, per cui, affinché la trasmissione sia percepibile, è necessario che la potenza del trasmettitore interessato sia molto maggiore di quella del trasmettitore interferente.

Per questi motivi è desiderabile, spesso, un diverso sistema di modulazione.

Soppressione della portante

Abbiamo osservato che un segnale di Alta Frequenza modulato in ampiezza dissipa gran parte della potenza ad esso associata nella portante, e assai meno sulle bande laterali generate per diretta conseguenza al fenomeno della modulazione.

Ci è noto, d'altra parte, che l'informazione da trasmettere ha unicamente sede nelle bande laterali, mentre la portante serve soltanto, come vedremo, per consentire la demodulazione del segnale da parte del ricevitore.

Sulla base di dette considerazioni preliminari sono stati studiati dei sistemi di trasmissione che prevedono la soppressione della portante e l'emissione unicamente delle due bande laterali (**DSB**) o addirittura di una soltanto di esse (**SSB**), visto che le informazioni di intelligibilità contenute da una banda laterale si ritrovano esattamente invariate sull'altra.

Tutto ciò si traduce ovviamente in un miglior rendimento della potenza utilizzata dal trasmettitore.

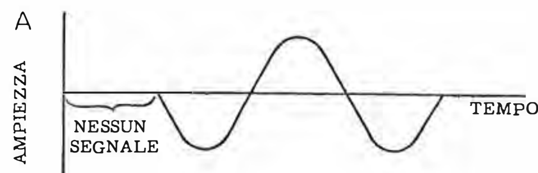
La demodulazione di siffatti segnali sarà possibile provvedendo a reinserire — creandola localmente nel ricevitore — la portante mancante.

Ammettendo di utilizzare la medesima potenza di alimentazione di un normale stadio modulato in ampiezza oppure in un trasmettitore a portante soppressa con banda laterale unica, si potrà osservare che l'impiego dell'SSB consentirà un guadagno effettivo di 9 dB nei confronti dell'AM, il che equivale ad aumentare la potenza del trasmettitore di 8 volte.

La soppressione della portante, inoltre, elimina pressoché totalmente i fenomeni di interferenza fra varie emissioni che così spesso impediscono la comprensibilità delle comunicazioni nell'affollamento delle bande destinate alla fonia.

La soppressione della portante, o meglio — in pratica — la sua pressoché totale eliminazione, può essere ottenuta mediante un filtro estremamente selettivo o assai più semplicemente, usando un particolare circuito detto **modulatore bilanciato.**

La principale funzione del modulatore bilanciato è quella di fare in modo che la portante applicata al suo ingresso venga annullata in uscita (**figura 38 U**), mantenendo unicamente — in caso di modulazione — la presenza delle due bande laterali.



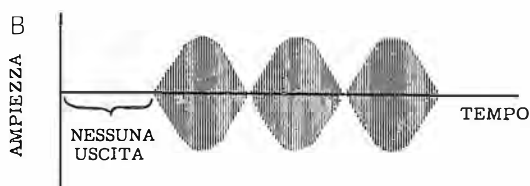


Fig. 38 U - Il segnale modulante rappresentato in A, applicato ad un modulatore del tipo detto bilanciato, dà luogo in uscita dello stesso ad una forma d'onda il cui inviluppo è indicato in B.

Ciò si ottiene — se si impiegano valvole — con un circuito a due valvole (**figura 39 U**) ed applicando il segnale modulante di Bassa Frequenza su due griglie collegate in controfase,

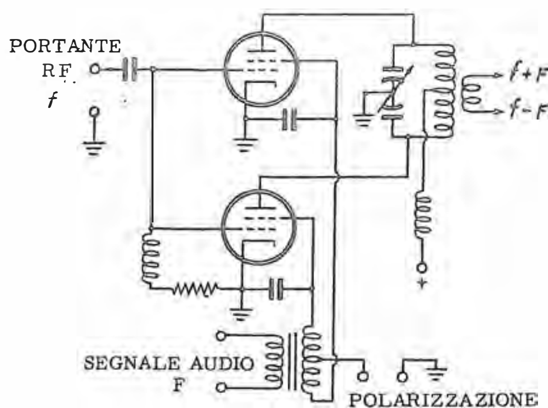


Fig. 39 U - Esempio di modulatore bilanciato, a valvole. Il segnale di Alta Frequenza è applicato sulle griglie controllo collegate in parallelo, quello audio è applicato sugli schermi collegati in controfase, e l'uscita è prelevata sulle placche anch'esse collegate in controfase.

la portante in Alta Frequenza su due altre griglie collegate in parallelo e prelevando il segnale di uscita sulle placche collegate in controfase.

Si ottengono risultati identici collegando, in alternativa, gli ingressi del segnale audio e della portante in controfase, e l'uscita in parallelo (**figura 40 U**).

Esistono naturalmente altre varianti circuitali per il modulatore bilanciato fondate sull'impiego dei semiconduttori. In generale, la scelta del circuito più adatto per un determinato impiego è funzione di considerazioni costruttive e

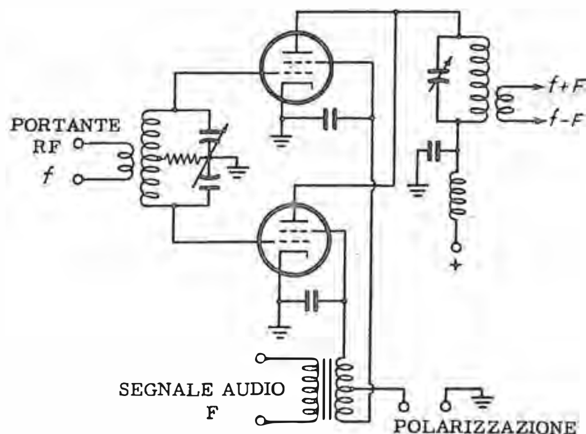


Fig. 40 U - Variante circuitale dello schema della figura precedente. In questo caso l'eccitazione in A.F. ed il segnale audio sono applicati in controfase mentre l'uscita è prelevata dalle placche connesse in parallelo.

del metodo di modulazione preferito dal progettista.

Normalmente i modulatori bilanciati possono funzionare ad alto livello e come tali generare in uscita un segnale che può essere direttamente accoppiato all'antenna dando luogo ad una emissione a doppia banda laterale (DSB).

Una tale emissione può essere ricevuta in un comune ricevitore provvedendo a reinserire localmente la portante soppressa ed a patto che i circuiti dell'apparecchio offrano una selettività sufficiente per eliminare una delle due bande laterali.

Utilizzando invece un modulatore bilanciato a basso livello e provvedendo ad eliminare nel trasmettitore stesso una delle due bande laterali generate (mediante un apposito filtro passa banda) oppure utilizzando una coppia di modulatori bilanciati associati ad una rete di sfasamento, è possibile produrre un segnale a basso livello con portante soppressa, a banda laterale unica, che opportunamente amplificato da un amplificatore in Alta Frequenza del tipo lineare può essere applicato all'antenna e dar luogo ad una emissione a banda laterale unica (SSB), dei cui sensibili vantaggi nei confronti della tradizionale modulazione di ampiezza abbiamo detto all'inizio.

Modulazione di fase

Per effettuare la trasmissione di frequenze audio o, comunque, di « intelligenza », in luogo dell'ampiezza, è possibile variare la frequenza o la fase della portante lasciando, in questo caso, stabile l'ampiezza stessa.

Il procedimento della variazione di frequenza a seconda della frequenza modulante, si chiama **modulazione di frequenza**, o FM (o, a volte, M.d.F.), e quello della variazione di fase si chiama **modulazione di fase**.

Occorre avvertire che quando si ha la modulazione di frequenza, si agisce indirettamente anche sulla fase della portante; analogamente, nel caso della modulazione di fase, si agisce indirettamente sulla frequenza.

Per comprendere il funzionamento di questi due sistemi è necessaria una certa familiarità con entrambi: è per questo che, pur riscontrandosi in pratica rare applicazioni del sistema di modulazione di fase, lo descriveremo con un certo dettaglio.

Al sistema a modulazione di frequenza, data la sua attuale, vasta applicazione nelle emissioni radiofoniche, dedicheremo in seguito il dovuto spazio.

Parlando delle caratteristiche della portante, abbiamo definito la sua frequenza come il numero di cicli che si verificano ogni secondo.

La **figura 41 U** rappresenta, mediante la curva « A », l'andamento di due cicli completi.

Il punto di partenza per la misura del tempo è stato scelto arbitrariamente, e, al tempo 0, la curva « A » presenta, come si vede, un certo valore negativo.

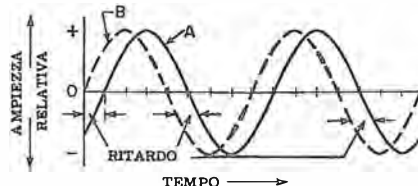


Fig. 41 U - Con due curve (A e B) illustranti due segnali di eguale frequenza si può mettere in evidenza il ritardo di B rispetto a A o viceversa, cioè la differenza di fase.

Se si traccia una seconda curva « B » avente la medesima frequenza e tale che a differenza di quanto avviene per la curva « A », l'ampiezza sia 0 al tempo 0, essa può essere usata come riferimento nei confronti della curva « A ».

La curva « B » parte da 0 in direzione positiva; la curva « A » parte, come si è detto, da un valore negativo e procede anch'essa in direzione positiva raggiungendo l'ampiezza 0, solo una frazione di secondo dopo l'istante in cui il valore di « B » è passato per 0.

Tale frazione di ciclo rappresenta l'ammontare del « ritardo » di « A » rispetto a « B ».

Dal momento che le due curve hanno la medesima frequenza, il ritardo di « A » verso « B » sarà sempre costante.

Se la posizione delle curve viene invertita, si dice allora che « A » è in anticipo rispetto a « B ».

L'intervallo di ritardo o di anticipo di « A », come il lettore avrà già capito, costituisce la sua fase; dal momento che il riferimento dato è arbitrario, la fase è relativa.

Rappresentazione vettoriale

Le variazioni cicliche della portante sono state rappresentate, nelle figure sin qui viste, disegnando una curva dell'ampiezza in funzione del tempo; tuttavia esse possono essere rappresentate — già lo sappiamo — anche come la proiezione di un punto rotante in un circolo in senso antiorario.

Ciò costituisce la rappresentazione vettoriale (vedi pagina 10 p) che è ottenuta tracciando l'ampiezza in funzione del numero dei gradi di rotazione del punto invece che in funzione del tempo.

Per ogni ciclo della portante, il punto compie una rotazione completa di 360°; ciò rappresenta il periodo dell'onda, ossia il tempo necessario ad un ciclo.

La **figura 42 U** rappresenta un ciclo della portante espresso come proiezione di un punto che si muove lungo una circonferenza.

Partendo da 0, il punto ruota di 360° tornando successivamente a 0, dove ha inizio il ciclo successivo. Allorché tale punto viene proiettato lungo la serie di assi a destra, una rivoluzione completa del punto traccia un ciclo completo dell'onda, come abbiamo ripetuto.

La frequenza dell'onda in cicli al secondo (hertz), è numericamente eguale al numero di rivoluzioni compiute dal punto nella medesima unità di tempo.

La fase relativa dell'onda mostrata è 0, in quanto a 0 l'ampiezza è a 0°.

L'**ampiezza** di picco dell'onda è eguale al **raggio** del circolo, e l'ampiezza **tra picco e picco** corrisponde al **diametro**.

Abbiamo molto opportunamente rivisto sin qui concetti noti; proseguiamo ora il nostro esame.

La posizione del punto in ogni istante, può essere indicata da una freccia che, partendo dal centro, raggiunge il punto stesso.

Tale freccia è il noto « vettore » e, nel nostro diagramma, esso è rappresentato in posizione di 45°.

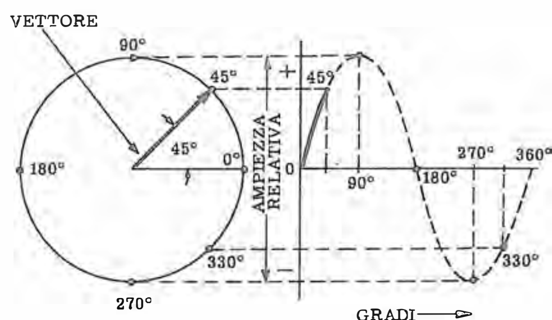


Fig. 42 U - Equivalenza tra rappresentazione della semionda e del vettore. L'intera semionda corrisponde ai 360° del cerchio: nel disegno, come esempio è riprodotto in neretto un tratto corrispondente (per l'uno e l'altro sistema) a 45°.

È necessario ricordare che il vettore non è fermo, bensì ruota con una frequenza eguale a quella dell'onda che esso rappresenta; esso costituisce un comodo sistema per indicare le relazioni di fase tra un'onda ed un'altra onda, oppure tra un'onda ed un riferimento scelto arbitrariamente.

Supponiamo che un'onda venga osservata iniziando dall'istante in cui il suo vettore si trova nella posizione corrispondente a 45° (**figura 43 U**).

Per determinare la fase relativa, si può usare come riferimento un secondo vettore avente l'ampiezza 0 nell'istante 0, e rotante nella medesima direzione in senso antiorario.

Nella proiezione grafica visibile alla destra della figura, le due onde hanno la medesima frequenza; tuttavia, l'onda da noi osservata si dice cha ha un anticipo di fase relativo di 45°.

Se analizziamo la figura notiamo che i 45° costituiscono l'angolo centrale presente tra i due vettori, misurato in senso antiorario partendo dal vettore di riferimento. L'onda sinusoidale in tratto continuo, passa da 0 in direzione positiva, 45° prima dell'onda di riferimento tratteggiata, riportata a destra.

Se si considera in tal modo una particolare onda portante, si nota che essa in ogni istante ha una relazione di fase relativa rispetto ad una portante di riferimento di eguale frequenza.

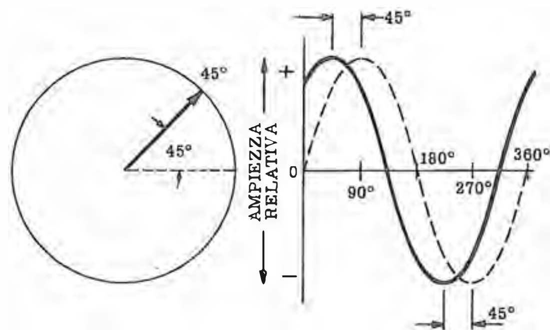


Fig. 43 U - Invece della semionda qui il vettore esprime la differenza di fase esistente tra due semionde che, nell'esempio, è di 45° (anticipo della semionda tratteggiata).

L'angolo di fase può essere misurato sia in gradi che in radianti; dal momento che 360° equivalgono a 2π radianti, l'angolo di fase di 45° osservato precedentemente, può essere espresso come $\pi/4$ radianti, o, più semplicemente $\pi/4$.

Modulazione

Nella modulazione di fase si fa variare la fase relativa della portante conformemente alla frequenza modulante da trasmettere.

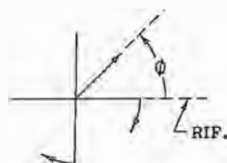


Fig. 44 U - Supposta l'assenza di modulazione, l'angolo di fase indicato dal vettore è fisso e costante.

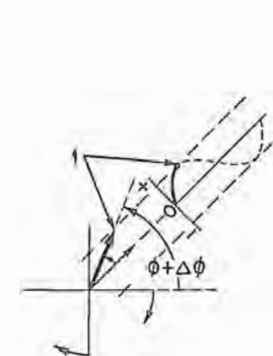
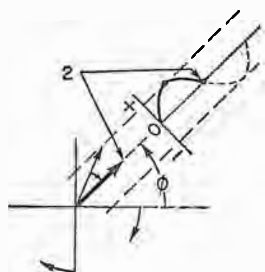
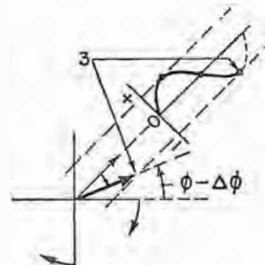


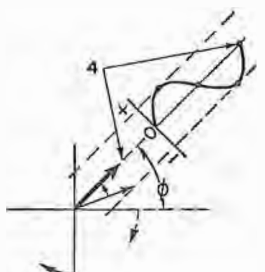
Fig. 45 U - L'angolo di fase si sposta (aumenta) in seguito alla modulazione, sino al limite conseguente il picco positivo del segnale modulante.



Per il tratto discendente della semionda modulante positiva, l'angolo diminuisce e torna al suo valore di partenza.



La semionda modulante è ora nella parte negativa (picco) e l'angolo di fase si è quindi mosso in posizione antagonista a quella del caso 1.



Il ciclo dell'onda modulante è compiuto ed il vettore si trova nuovamente nella posizione iniziale.

L'angolo di fase della portante, quindi, non è più fisso. L'ampiezza e la frequenza media della portante vengono mantenute ad un valore costante, mentre il segnale modulante è sulla fase che esercita la sua funzione in ogni istante, mediante la variazione dell'angolo di fase.

Invece di far ruotare il vettore alla frequenza della portante, possono essere ruotati gli assi del grafico, in direzione opposta, con la medesima velocità. In tal modo il vettore (e l'onda di riferimento) possono essere esaminati mentre sono simbolicamente fermi.

Nella **figura 44 U** è illustrato il vettore relativo alla portante non modulata; le piccole frecce curve indicano la direzione di rotazione degli assi della frequenza portante.

L'angolo di fase, ϕ , è costante rispetto alla frequenza di riferimento scelta arbitrariamente.

Le sezioni (1), (2), (3) e (4), della **figura 45 U**, illustrano gli effetti del segnale modulante sull'angolo di fase relativo, in 4 punti differenti.

La conseguenza di un'oscillazione in senso positivo del segnale modulante, consiste nell'accelerazione della velocità di rotazione del vettore che viene spinto in senso antiorario ed aumenta l'angolo di fase, ϕ .

Nel punto 1, il segnale modulante raggiunge il suo valore massimo, e l'angolo di fase viene di conseguenza variato di un ammontare pari a $\Delta\phi$.

Le condizioni istantanee di fase del punto 1 sono quindi $\phi + \Delta\phi$.

Dopo aver raggiunto il suo massimo valore in senso positivo, il segnale modulante prosegue in direzione opposta.

La velocità del vettore diminuisce, ed esso risulta muoversi in direzione opposta, verso la sua posizione originale.

Quando il segnale modulante raggiunge il valore 0 (posizione 2), il vettore è ritornato nella sua posizione originale.

L'angolo di fase è nuovamente ϕ rispetto al riferimento.

Il segnale modulante continua in senso negativo ed il vettore viene portato oltre la sua posizione originale, in senso orario.

Allorché esso raggiunge il suo massimo valore negativo (posizione 3), l'angolo di fase del vettore diventa $-\Delta\phi$, per cui l'angolo di fase instantaneo si riduce a $\phi - \Delta\phi$.

In ultimo, il vettore ritorna al suo angolo di fase originale non appena l'ampiezza del segnale modulante diventa 0 (posizione 4).

A questo punto l'angolo di fase è nuovamente ϕ, ed il ciclo è completo.

L'intero ciclo di spostamento di fase si ripete per ogni ciclo del segnale modulante, il che vale a dire che la frequenza di quest'ultimo viene riprodotta sotto forma di successivi cicli di spostamento di fase.

Per ogni ciclo del segnale modulante, la fase relativa della portante viene variata tra i valori $\phi + \Delta\phi$ e $\phi - \Delta\phi$.

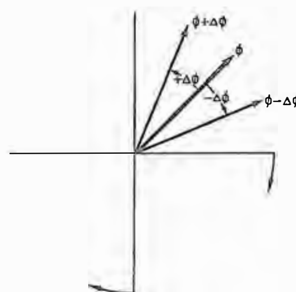


Fig. 46 U - La figura riassume quanto visto in dettaglio nella figura precedente. Si vedono cioè l'angolo di fase iniziale ed i 2 limiti massimi (positivo e negativo).

Questi due valori di fase istantanea — che si verificano in corrispondenza dei valori massimi positivi e negativi della modulazione — sono noti col nome di limiti di spostamento di fase.

Il limite superiore è $+\Delta\phi$, ed il limite inferiore è $-\Delta\phi$.

Le relazioni tra detti limiti ed il vettore della portante sono illustrate dalla **figura 46 U** nella quale sono indicati i limiti di $\pm\Delta\phi$.

Se si rappresenta il vettore della modulazione di fase in funzione del tempo, si ottiene un'onda come quella illustrata alla **figura 47 U**.

In essa, in **A**, si ha il segnale modulante: nella sezione **B** l'onda tratteggiata è la curva del vettore di riferimento, mentre l'onda a tratto intero è la portante.

Non appena il segnale modulante procede in senso positivo, l'angolo di fase negativo aumenta da un anticipo originale di 45° ad un valore massimo, come illustrato nella posizione 1 della sezione B.

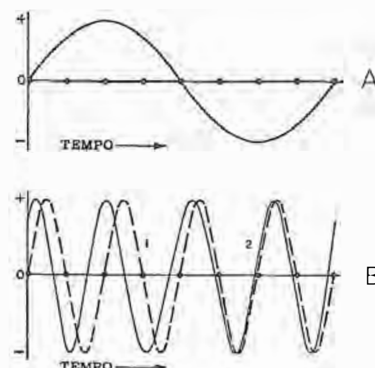


Fig. 47 U - Si osserva in B come il segnale sinusoidale modulante di A muove, nel tempo, la fase della portante. L'angolo di fase è massimo per il picco positivo e minimo per quello negativo.

Allorché invece esso procede in senso negativo, l'anticipo di fase della portante rispetto al vettore di riferimento diminuisce ad un valore minimó, come illustrato nel punto 2, dopo di che ritorna al valore originale di 45° non appena l'ampiezza del segnale modulante torna a zero.

Ciò rappresenta l'onda risultante da una modulazione di fase sinusoidale, nella quale l'ampiezza del segnale modulante controlla le reazioni relative di fase della portante.

Frequenza della portante

Nella rappresentazione vettoriale della portante con modulazione di fase, il vettore della portante viene « accelerato » o « ritardato » a seconda che l'angolo di fase relativo aumenti o diminuisca in conseguenza del segnale modulante.

Dal momento che la velocità del vettore equivale alla frequenza della portante, quest'ultima **deve variare** durante la modulazione di fase.

Si verifica perciò una specie di modulazione di frequenza, nota come « modulazione di frequenza equivalente ».

Sia la modulazione di fase che la modulazione di frequenza equivalente dipendono dal segnale modulante; a ciascuna condizione istantanea di fase è associata una frequenza equivalente istantanea.

La fase è determinata in ciascun istante dall'ampiezza del segnale modulante.

La frequenza istantanea equivalente è invece determinata dal **rapporto di variazione di ampiezza** di detto segnale.

Questo rapporto di variazione di ampiezza del segnale modulante dipende da due fattori: l'ampiezza, e la frequenza di modulazione.

Infatti, se l'« ampiezza » di modulazione aumenta, aumenta contemporaneamente lo spostamento della fase.

Il vettore della portante deve muoversi attraverso un angolo più grande del medesimo periodo di tempo, aumentando cioè la sua velocità, e, di conseguenza, aumentando lo spostamento di frequenza della portante.

Se aumenta « la frequenza » di modulazione, la portante deve variare entro i limiti dello spostamento di fase con un ritmo maggiore, aumentando cioè la sua velocità, e, di conseguenza, aumentando lo spostamento di frequenza.

Quando invece o l'ampiezza o la frequenza del segnale di modulazione diminuiscono, diminuisce in conformità anche lo spostamento di frequenza della portante.

Più rapide sono le variazioni di ampiezza, maggiore è lo spostamento in frequenza risultante: più lente sono le variazioni di ampiezza, minori sono gli spostamenti di frequenza.

Il rapporto di variazione in ogni istante può essere determinato dall'inclinazione dell'onda modulante.

Osservando in **A** della **figura 48 U**, si nota che i massimi rapporti di variazione non si verificano in corrispondenza dei punti di massima ampiezza; infatti, quando l'ampiezza è 0, il rapporto di variazione è massimo, e viceversa.

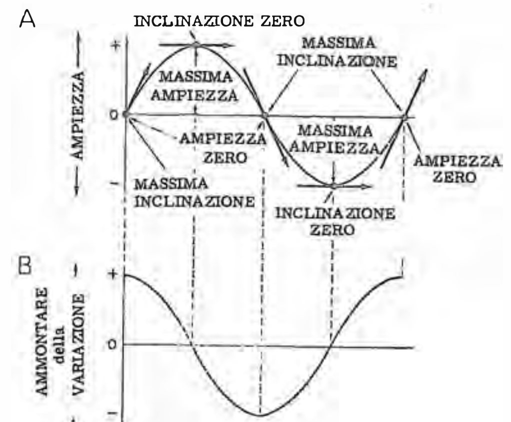


Fig. 48 U - La frequenza della portante varia in seguito alla modulazione di fase ed è perciò anch'essa modulata dall'ampiezza del segnale modulante (indicato in A), secondo i rapporti che si possono qui sopra rilevare. A variazioni rapide d'ampiezza corrisponde il massimo di spostamento di frequenza.

Quando l'onda passa attraverso il valore 0 in senso positivo, il rapporto di variazione raggiunge il suo massimo valore positivo, mentre, quando passa attraverso 0 in senso negativo, il rapporto raggiunge il massimo valore negativo.

La curva in **B** è la rappresentazione del rapporto di variazione della curva di A. Quest'onda è in anticipo di 90° rispetto alla deviazione di fase.

La relazione che intercorre tra la deviazione di fase e lo spostamento di frequenza è illustrata nel diagramma vettoriale della **figura 49 U**.

Negli istanti in cui la deviazione di fase è massima, lo spostamento di frequenza è 0; negli istanti in cui la deviazione di fase è 0, lo spostamento di frequenza è massimo.

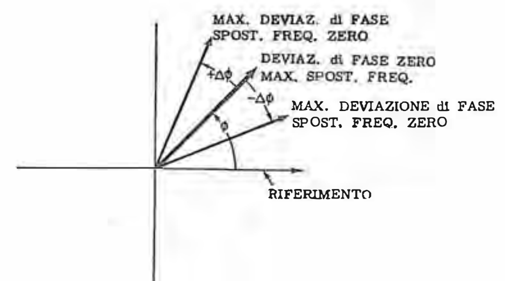


Fig. 49 U - Relazione tra deviazione di fase e spostamento di frequenza. Si nota che quest'ultimo è massimo allorché la deviazione di fase è zero. Alle massime deviazione di fase è zero, invece, lo spostamento di frequenza.

I limiti di deviazione della frequenza equivalente di una portante modulata di fase possono essere calcolati mediante la formula seguente:

$$\Delta F = \Delta\phi \, f \cos(2\pi f t)$$

nella quale $\Delta\phi F$ è la variazione di frequenza, $+\Delta\phi$ è la massima deviazione di fase, f la frequenza del segnale modulante, e cos $(2\pi ft)$ è la deviazione di ampiezza del segnale modulante in qualsiasi frazione di tempo t.

Quando $(2\pi ft)$ è 0 o 180°, l'ampiezza del segnale è 0 ed il coseno ha il suo massimo valore pari a + 1 a 360°, ed a — 1 a 180°.

Se il limite dello spostamento di fase è 30°, ossia $\pi/6$ radianti, per una frequenza modulante di 1 000 Hz, si ha:

$$F = \frac{\pi}{6} \times 1\,000 \times (+1) = +523 \text{ Hz circa.}$$

Quando il segnale modulante passa attraverso il valore 0, in direzione positiva, la frequenza portante viene aumentata di 523 Hz.

Quando il segnale modulante passa attraverso il valore 0 in direzione negativa, la frequenza portante viene diminuita di 523 Hz.

Modulazione di frequenza

Allorché una portante è modulata in frequenza da un segnale, la sua ampiezza viene mantenuta costante mentre la sua frequenza varia direttamente col variare dell'ampiezza del segnale modulante.

Si hanno dei limiti di spostamento di frequenza analoghi a quelli relativi allo spostamento di fase nel sistema di modulazione di fase.

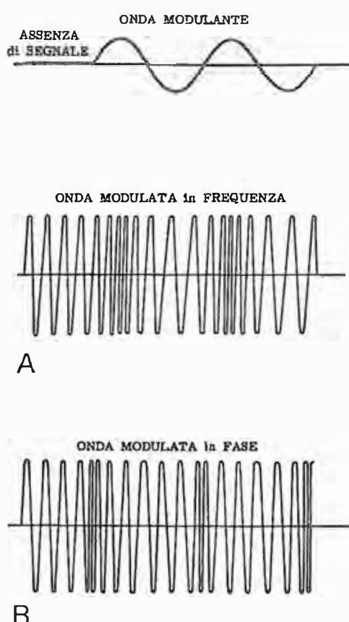


Fig. 50 U - Nell'onda modulata in frequenza (A), ad ampiezza zero del segnale modulante non si hanno variazioni: l'aumento positivo aumenta la frequenza e il negativo la diminuisce. In B: confronto con onda modulata di fase.

In A della **figura 50 U** si osserva un'onda modulata in frequenza risultante dalla sovrapposizione di due cicli del segnale modulante su una portante.

È facile notare che, quando l'ampiezza del segnale modulante è 0, la frequenza portante non subisce variazioni.

Quando il segnale modulante aumenta in ampiezza in senso positivo, la frequenza della portante aumenta fino a raggiungere il suo valore più alto in corrispondenza dell'ampiezza massima del segnale di B.F.

Quando quest'ultimo aumenta in senso negativo, accade il contrario: la frequenza della portante diminuisce fino a raggiungere il suo valore minimo in corrispondenza del picco negativo.

Possiamo vedere un confronto tra l'onda modulata in frequenza (figura 50 U in A) e l'onda modulata in fase (figura 50 U in **B**), in corrispondenza degli stessi due cicli del segnale modulante.

Se l'onda modulata in fase viene spostata di 90°, le due onde appaiono eguali.

Agli effetti pratici la differenza è minima, ed un ricevitore per FM infatti può ricevere entrambi i tipi di portante.

Demodulazione

La demodulazione, o rivelazione, è il processo, lo abbiamo detto, mediante il quale si separano i segnali a frequenza modulante dalla portante modulata.

Nel caso della modulazione di ampiezza, sappiamo che detti segnali vengono sovrapposti alla portante stessa sotto forma di variazioni di ampiezza di quest'ultima.

Il demodulatore di un'onda MA produce correnti o tensioni che variano con l'ampiezza dell'onda.

Analogamente, il rivelatore per onde a modulazione di frequenza o per onde modulate di fase, converte le variazioni di frequenza o di fase di una portante modulata, in correnti o tensioni che variano in ampiezza con le variazioni di frequenza o di fase dell'onda.

L'ampiezza istantanea, e_o, della portante può essere così espressa:

$$e_o = E_o \text{ sen } (2\pi f_o t + \phi)$$

dove E_o è l'ampiezza massima della portante modulata, f_o è la frequenza della portante, e ϕ è l'angolo di fase (per segnali MA, ϕ può essere considerato pari a zero).

Una o più delle variabili indipendenti (quelle cioè contenute nel secondo membro dell'equazione) può variare conformemente al segnale modulante per produrre una variazione in e_o.

Tuttavia, nella pratica normale, si fa variare soltanto uno di tali valori, e precisamente E_o (per la modulazione di ampiezza), f_o (per la modulazione di frequenza) oppure ϕ (per la modulazione di fase), evitando per quanto possibile qualsiasi variazione degli altri fattori.

Per questo motivo lo stadio rivelatore dell'apparecchio ricevente deve essere progettato in modo che risulti sensibile **soltanto** per il tipo di modulazione usato dal trasmettitore, e deve essere, per contro, insensibile nei confronti degli altri tipi di modulazione.

I dispositivi di modulazione e di demodulazione per il sistema della modulazione di ampiezza non sono lineari, ossia i loro rapporti tra corrente e tensione — ribadiamo il concetto — non possono essere rappresentati graficamente da una linea retta.

Dato che il rapporto tra corrente e tensione non è costante, il dispositivo presenta anche un'impedenza non lineare.

Allorché un'onda MA viene applicata ai capi di un'impedenza non lineare — come ad esempio, ad uno degli stadi rivelatori che vedremo in seguito — la corrente media di uscita è la differenza tra ogni successivo periodo positivo e negativo della corrente del segnale d'uscita; ciò è illustrato alla **figura 51 U**.

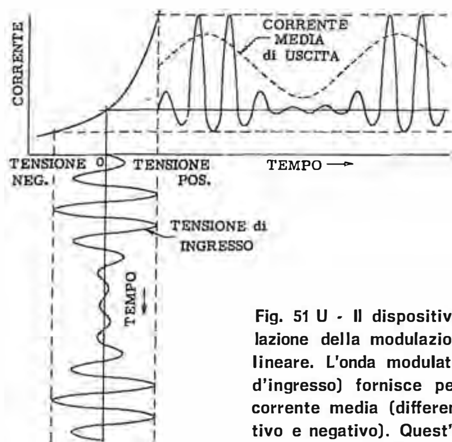
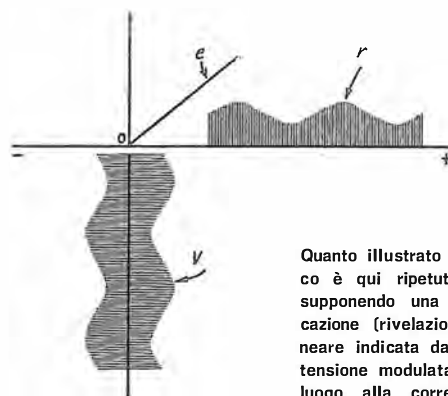


Fig. 51 U - Il dispositivo destinato alla rivelazione della modulazione d'ampiezza non è lineare. L'onda modulata applicata (tensione d'ingresso) fornisce perciò, in uscita, una corrente media (differenza tra periodo positivo e negativo). Quest'ultima segue però lo stesso contorno del segnale modulante che è così reso disponibile.



Quanto illustrato a fianco è qui ripetuto presupponendo una rettificazione (rivelazione) lineare indicata da e. La tensione modulata V dà luogo alla corrente r che però reca con sé ancora la radiofrequenza: quest'ultima deve poi essere eliminata.

L'uscita media (ossia la componente del segnale) segue il contorno dell'onda modulata in arrivo con un'esattezza che dipende dalla forma della curva non lineare.

Dal momento che il contorno dell'onda MA contiene la frequenza modulante, un dispositivo non lineare **demodula** l'onda modulata in ampiezza.

Per meglio comprendere le differenze presenti fra le frequenze d'uscita dei vari tipi di rivelatori, è necessario considerare le frequenze che entrano in gioco sia nella modulazione, sia nella demodulazione.

Demodulazione d'ampiezza

Se in un trasmettitore una portante a radiofrequenza ed un segnale modulante sinusoidale a frequenza unica venissero applicati ad un dispositivo « lineare », la forma d'onda che ne risulterebbe — lo sappiamo — conterrebbe entrambe le frequenze.

Gli amplificatori a circuiti sintonizzati del trasmettitore amplificherebbero allora la portante a radiofrequenza, ma eliminerebbero, agli effetti pratici, la componente ad audiofrequenza.

In tali circostanze, verrebbe irradiata la sola portante, per cui verrebbe meno il suo scopo di far da tramite ai segnali di « intelligenza ».

Se le medesime frequenze di cui sopra vengono invece applicate ad un dispositivo **non lineare** si ottiene, abbiamo detto, un risultato molto differente.

In questo caso, si introduce infatti una certa distorsione e, come conseguenza, si creano delle frequenze addizionali.

In aggiunta alle frequenze originali vengono prodotte frequenze che corrispondono alla somma ed alla differenza delle stesse, oltre ad una frequenza « zero », ossia una componente a corrente continua.

In tali condizioni i circuiti sintonizzati del trasmettitore rispondono alla portante e alle bande laterali superiori e inferiori; come prima, però, il segnale modulante ad audiofrequenza viene discriminato. Tuttavia, questa componente a frequenza audio viene sostituita, o meglio, generata nuovamente dallo stadio rivelatore dell'apparecchio ricevente.

Anche nel ricevitore, la portante captata (e le sue bande laterali) viene applicata ad un **dispositivo non lineare** detto **demodulatore** o rivelatore.

Se il demodulatore ha una curva non lineare ideale, distorce la forma d'onda in arrivo (le semionde positive del ciclo risulteranno differenti da quelle negative).

Pertanto, oltre alla portante a radiofrequenza ed alle relative due bande laterali, si avrà la frequenza del segnale (che corrisponde alla differenza tra la banda laterale superiore e la portante, e tra la portante e la banda laterale inferiore), ed una frequenza zero (ossia una componente a corrente continua).

Quest'ultima viene a volte utilizzata per una azione di controllo automatico dall'amplificazione, che esamineremo in seguito.

Se il tipo di demodulatore usato nel ricevitore non ha una curva non lineare ideale, bensì una curva seguente, ad esempio, una legge quadratica, si producono delle frequenze addizionali.

Queste frequenze sono armoniche di tutte le frequenze presenti all'ingresso.

Esse si producono in quanto le tensioni d'ingresso che hanno un'ampiezza maggiore vengono distorte in maniera diversa da quelle aventi un'ampiezza minore; le armoniche ad AF possono essere filtrate all'uscita del demodulatore ma le armoniche a frequenza acustica non possono essere eliminate altrettanto facilmente.

Demodulazione di frequenza

La maggiore differenza esistente tra un ricevitore per MA ed un ricevitore per FM consiste nella diversità del sistema di rivelazione.

Per ricavare i segnali audio da un'onda portante ad FM, è necessario impiegare un dispo-

sitivo che converta le variazioni di frequenza in variazioni di tensione di B.F. Tali tensioni corrispondono a quelle prodotte dal microfono presso il trasmettitore.

Qualsiasi dispositivo nel quale l'ampiezza varia in maniera pressoché lineare rispetto alla variazione di frequenza può servire allo scopo.

Un metodo semplice per convertire le variazioni di frequenza in variazioni di ampiezza consiste nel disintonizzare un circuito oscillante normale in modo che la portante del segnale a modulazione di frequenza si trovi su una falda della curva di risonanza (punto B), **figura 52 U.**

Come abbiamo visto, l'ammontare delle variazioni di frequenza intorno al valore della portante varia con l'ampiezza del segnale modulante.

Se la portante ad FM si trova lungo la falda della curva, le sue variazioni di frequenza vengono convertite in variazioni equivalenti di ampiezza dato il responso non uniforme per le

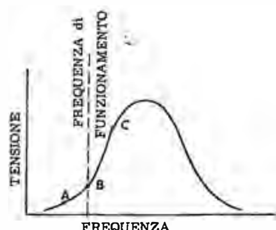


Fig. 52 U - Le variazioni di frequenza dovute alla modulazione di frequenza possono essere rivelate — tradotte in variazioni di ampiezza — se la frequenza centrale (portante) viene fatta coincidere sulla falda (punto B) della curva di sintonizzazione di un circuito oscillante.

frequenze sopra e sotto quella centrale (A e C in figura 52 U).

Così l'uscita dell'amplificatore a radiofrequenza varia in ampiezza conformemente ai segnali audio; il segnale risultante può essere accoppiato ad un rivelatore del tipo MA onde ripristinare la tensione audio.

È da notare che la frequenza della portante deve cadere su di un lato della curva di responso per la rivelazione dei segnali FM, e non al centro, in quanto, in centro, il responso del ricevitore è più o meno uniforme e simmetrico.

Per evitare che il segnale introdotto venga distorto, le variazioni di frequenza devono essere limitate a quella parte di curva che è rettilinea; poiché tale parte è molto breve, la tensione sviluppata è molto bassa.

Per questo motivo tale sistema non è praticamente usato ma è tuttavia utile per illustrare il principio della rivelazione FM, che vedremo molto più in dettaglio.

Cuffie e altoparlanti

Riproduttori

I suoni percepiti da un microfono, amplificati, ed eventualmente trasmessi mediante onde radio, devono essere trasformati in onde sonore ad opera di un riproduttore.

Anche nell'esposizione relativa ai riproduttori, così come abbiamo fatto per i microfoni, seguiremo un certo ordine cronologico, che rispecchia, in certo qual modo, l'evoluzione costruttiva.

La caratteristica essenziale di un riproduttore consiste nel riprodurre il più fedelmente possibile i suoni percepiti dal microfono. Il suo compito è di ritrasformare le vibrazioni elettriche che variano in frequenza ed in ampiezza in vibrazioni meccaniche, le quali — a loro volta — vengono ritrasformate in onde sonore mediante una membrana flessibile che comprime più o meno l'aria circostante.



Fig. 53 U - Questa cuffia utilizza gli elettreti e può perciò riprodurre fedelmente una gamma da 20 a 35 000 Hz; l'armatura del condensatore, in poliestere, è di soli 4 μ di spessore. Ciascun padiglione può funzionare anche da microfono. Richiede l'adattatore illustrato accanto.

Le cuffie

La cuffia, della quale ci siamo già occupati, fu il primo riproduttore che consentì l'ascolto dei segnali provenienti da un microfono.

Essa è tuttora utilizzata negli impianti telefonici e ogni qualvolta l'ascolto deve essere riservato ad uno o a pochi operatori.

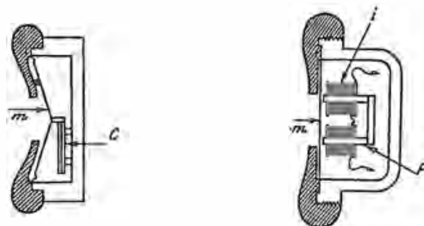


Fig. 54 U - Il primo disegno schematizza un padiglione di cuffia del tipo a cristallo. L'elemento a cristallo C trasmette il movimento al diaframma plastico m.

Fig. 55 U - L'altra cuffia (un padiglione) è del tipo magnetico; non è idonea all'alta fedeltà. Il diaframma m è sollecitato dal campo magnetico creato dalla corrente in i, che si combina con quello di un magnete p.

Si sono sfruttati diversi princìpi per realizzare questo componente. Le cuffie (e così gli altoparlanti, che sono « cuffie » di maggior potenza...) rappresentano in effetti l'attuazione — in senso opposto — degli stessi princìpi e fenomeni che abbiamo visti applicati ai microfoni. Abbiamo così, cuffie a condensatore, piezoelettriche, magnetiche e dinamiche. La **figura 53 U** si riferisce ad un modello del primo tipo, nel suo perfezionamento tecnologico che vede l'impiego dell'elettreta.

La **figura 54 U** schematizza la cuffia a cristallo e la **figura 55 U** quella magnetica. Quest'ultima è illustrata ulteriormente con la **figura 56 U.** Si noti, in essa, che il magnete centrale è, ovviamente, polarizzato e questo fatto è sfruttato per evitare un inconveniente che altrimenti si verificherebbe: ad esso facciamo cenno. La membrana, per ciascun momento di corrente

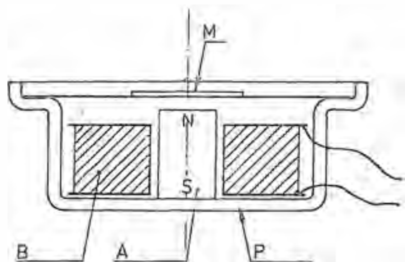


Fig. 56 U - Ancora, in sezione, un padiglione di cuffia magnetica. Si noti la polarizzazione del magnete permanente (A) della cui funzione è detto nel testo. M è la membrana, in ferro, B è l'avvolgimento e P la struttura.



Fig. 59 U - Una tra le più recenti applicazioni della cuffia è quella che la vede utilizzata senza alcun cordone di collegamento; essa diventa praticamente un ricevitore di raggi infrarossi, modulati dal segnale: in questo caso, dall'audio di un televisore.

massima attraversante le bobine è soggetta ad attrazione, indipendentemente dalla polarità del segnale; ciò significa che, avendosi due picchi di segno opposto per ciascun periodo, la membrana dovrebbe essere attratta due volte in tal tempo e, se non vi fosse la calamita premagnetizzata si udrebbe, infatti, un suono di frequenza doppia (un'ottava più alto). La calamita, invece, attira la membrana in permanenza e così, se la bobina forma un campo alternativo dovuto alla corrente di B.F., si avrà ulteriore attrazione ma attorno alla sua posizione di riposo, di modo che i suoi movimenti costituiranno un'immagine dell'alternanza senza il raddoppio della frequenza.

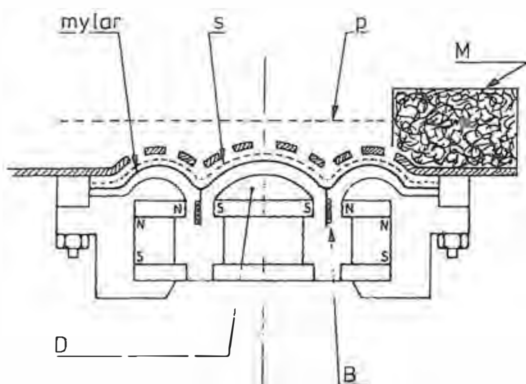


Fig. 57 U - Sezione di un padiglione di cuffia dinamica per alta fedeltà. La membrana in mylar, sagomata, reca la bobina mobile B immersa nel flusso (traferro). Sopra alla membrana vi è uno strato di seta s, e poi le chiusure perforate, una delle quali (p) appoggia sul contorno di spugna M. Vi è un duomo in plastica (D) che ripete la sagoma della membrana.

Per quel che riguarda i princìpi applicati negli altri tipi di cuffie diremo poco più avanti, occupandoci degli altoparlanti analoghi. In **figura 57 U** illustriamo intanto (veduta in sezione) una realizzazione assai elaborata di tipo dinamico (bobina mobile, unita a membrana-cono, immersa nel campo magnetico) mentre in **figura 58 U** si può vedere un modello che è caratterizzato dall'abbinamento di due sistemi: quello dinamico per la riproduzione delle frequenze basse e quello piezoelettrico per le frequenze più alte.

Infine, in **figura 59 U**, una cuffia senza fili... Si tratta evidentemente di un'elaborazione molto spinta che presenta particolare interesse perché si elimina una delle schiavitù di quest'organo: quella della limitazione imposta dai pochi metri di cordone che solitamente uniscono cuffia e apparecchio. Nel caso specifico, si tratta di collegamento sostitutivo basato su raggi infrarossi.

Non vi è dubbio che il mezzo più diffuso e più comodo per l'ascolto sia l'altoparlante però, dopo un lungo periodo di eclissi, la cuffia è tornata in auge col diffondersi degli impianti di Alta Fedeltà. Ciò grazie a certe sue prerogative che qui ricordiamo: con essa intanto il suono perviene all'orecchio direttamente, senza il percorso aereo nel locale che ritarda, deforma, riverbera. I due padiglioni, resi indipendenti, rappresentano il mezzo ideale per la separazione dei due canali (destro e sinistro) sui quali si fonda la stereofonia (che vedremo più avanti). La potenza richiesta è minima. I rumori esterni sono eliminati. L'ascolto può essere effettuato senza recare disturbo a terzi. La tecnica odierna è in grado di costruire modelli a effetti combinati per il raggiungimento di risultati sorprendenti per qualità, senza incorrere nei costi che altoparlanti simili comporterebbero.



Fig. 58 U - Cuffia per alta fedeltà che abbina il sistema dinamico a quello ceramico: il primo agisce nella gamma delle frequenze basse. Vi è un dispositivo di incrocio delle due gamme di frequenza, la cui somma va da 18 a 22 000 Hz.

Gli altoparlanti

Altoparlante magnetico

Il principio di funzionamento è del tutto analogo a quello del microfono e della cuffia; come nei casi suddetti, si ha un magnete permanente provvisto di espansioni polari nel cui campo si trova un'ancoretta fissata da un lato, e collegata dall'altro — mediante una asticciola — al centro di un cono di carta speciale, detto diffusore.

L'unica differenza, oltre che nelle dimensioni, consiste nel fatto che il suo compito, invece che nel trasformare onde sonore in impulsi di corrente, è volto a trasformare questi ultimi in onde sonore. Infatti, i segnali a c.a. applicati all'avvolgimento posto intorno all'ancoretta vibrante, costringono quest'ultima ad avvicinarsi

alternativamente all'una o all'altra espansione polare, a seconda della polarità dei segnali stessi. Dette vibrazioni meccaniche, trasmesse al cono mediante un perno rigido, si traducono in onde sonore. Il cono deve avere caratteristiche tali da permettere la riproduzione il più possibile fedele al suono originale, senza introdurre vibrazioni parassite o marcati fenomeni di risonanza.

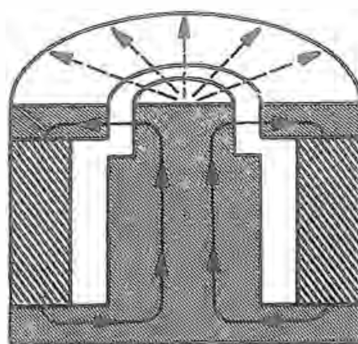
Il bordo esterno è fissato rigidamente ad un supporto circolare, ed il corpo è foggiato in maniera tale da consentire oscillazioni meccaniche libere, ossia prive di attriti, grazie alle ondulazioni e all'alleggerimento presente in prossimità della sua circonferenza massima.

Si tratta di un altoparlante oggi superato dal tipo detto « dinamico » o « a bobina mobile » in quanto quest'ultimo permette una riproduzione molto più fedele ed il raggiungimento di potenze sonore assai più elevate.

Altoparlante dinamico

Questo tipo di altoparlante è basato sul medesimo principio del microfono a bobina mobile; anche in questo caso, la differenza rispetto al microfono consiste, oltre che nelle dimensioni, nel fatto che il funzionamento avviene in senso opposto.

Come si vede alla **figura 60 U**, esso è costituito da un « cestello », che agisce da supporto nei confronti del cono e del complesso magnetico. Al centro del cono è fissata una bobina supportata da un cilindro di cartoncino leggero,



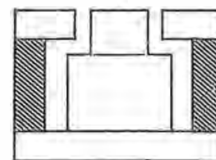
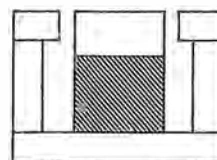


Fig. 62 U - Il flusso magnetico generato dal magnete permanente (a forma anulare) viene agevolato per la chiusura del suo percorso da un polo all'altro, da piastre e corpi in ferro dolce. Questi ultimi sono quelli in bianco nel disegno piccolo di cui sopra.



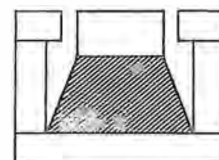


Fig. 63 U - Il magnete (zone tratteggiate) e le parti in ferro dolce possono essere predisposti anche secondo quanto qui riprodotto: il magnete quindi può anche avere forma cilindrica o tronco conica.



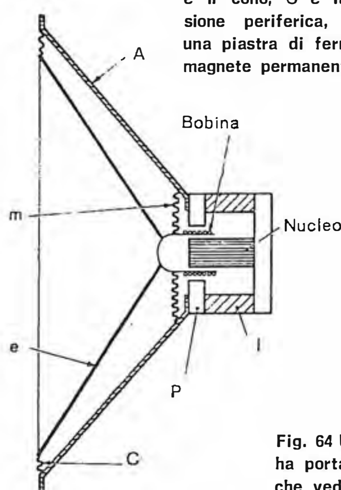


Fig. 60 U - Classica forma dell'altoparlante dinamico: il cestello reca, sul davanti il cono di carta speciale e sul retro il magnete permanente. Il cono termina con la bobina mobile, immersa nel campo del magnete.

Fig. 61 U - Veduta, in sezione, di un altoparlante simile a quello della figura di fronte. A indica il cestello, m è il centratore, e è il cono, C è la sospensione periferica, P indica una piastra di ferro, I è il magnete permanente.

immersa in un campo magnetico costante e di notevole intensità.

Nell'altoparlante dinamico, come si nota alla **figura 61 U**, il campo magnetico è determinato da un magnete permanente di una lega speciale (Alnico) che consente una notevole intensità di campo con dimensioni e peso ridotti (**figure 62** e **63 U**).

La tecnica moderna ha permesso la realizzazione di altoparlanti le cui caratteristiche consentono la riproduzione fedele delle frequenze comprese tra 20 e 16 000 Hz., e, come vedremo a proposito degli impianti ad alta fedeltà, è possibile ottenere un ottimo rendimento montando contemporaneamente unità magneto-dinamiche di notevoli dimensioni destinate alla riproduzione delle frequenze basse, ed unità di piccole dimensioni destinate invece alla riproduzione delle frequenze acute (**figura 64 U**).

La differenza tra tali tipi di unità consiste nel



Fig. 64 U - L'alta fedeltà di riproduzione ha portato a realizzazioni come questa che vedono l'impiego di più tipi d'altoparlanti, diversi nel principio e nelle dimensioni per lo sfruttamento migliore delle singole prerogative. Anche il mobile (cassa acustica) svolge un compito di primaria importanza.

diverso dislocamento della frequenza di risonanza rispetto allo spettro delle frequenze che l'altoparlante è in grado di riprodurre.

Esistono delle unità magnetodinamiche di dimensioni relativamente ridotte, che possono sviluppare notevoli potenze acustiche grazie all'accoppiamento ad una « tromba » sagomata in modo da accentuare il rendimento. Tali tipi di

altoparlanti prendono il nome di altoparlanti **a tromba esponenziale**: essi hanno un responso alla frequenza generalmente limitato alla voce umana, per cui vengono quasi esclusivamente utilizzati per gli impianti di amplificazione destinati all'uso all'aperto, in occasione di discorsi pubblici, ecc.

Altoparlante elettrostatico

L'uso di questo altoparlante è limitato a pochi casi speciali a causa della sua delicatezza e dell'alta tensione necessaria per la polarizzazione. Tuttavia, esso ha notevoli prerogative come riproduttore delle frequenze acustiche elevate, in casi di esigenze meccaniche ed elettriche limitate. Il suo costo è notevolmente inferiore a quello del tipo dinamico. L'altoparlante elettrostatico non presenta frequenze di risonanza pronunciate nella gamma compresa tra 7 kHz e 20 kHz, gamma per la quale viene adottato.

In pratica esso consiste in un condensatore costituito da due elettrodi (**figura 65 U**). La membrana « A », normalmente costituita da un sottile foglio di metallo o di materia plastica metallizzata, costituisce uno degli elettrodi, ed è fissata alle estremità nei punti « B » e « C ». L'elettrodo posteriore « D », realizzato con una piastrina metallica di un certo spessore, costituisce la seconda armatura e si trova a distanza minima dalla membrana.

La tensione di polarizzazione applicata tra « A » e « D », crea una reciproca attrazione elettrostatica che tende ad unire le due armature. Dal momento che soltanto « A » è abbastanza flessibile da muoversi, essa flette nel centro, ma è impossibilitata a toccare l'altro elettrodo a causa della sua rigidità meccanica.

Il potenziale a c.c. di polarizzazione è indispensabile, così come è indispensabile la presenza, ad esempio, di un magnete permanente in una cuffia, in quanto il segnale a c.c. viene — a seconda della polarità delle semionde — a sommarsi o a sottrarsi dalla d.d.p. esistente. Dal momento che quest'ultima tende già a rendere concava la membrana, questa, per effetto del segnale, si avvicina o alla posizione di riposo (quando il segnale si sottrae dalla polarizzazione) o dall'elettrodo fisso (quando il segnale si somma alla polarizzazione).

La tecnica in questione, così come è avvenuto per i microfoni elettrostatici, ha avuto un apporto notevole con l'introduzione degli « elettreti ».

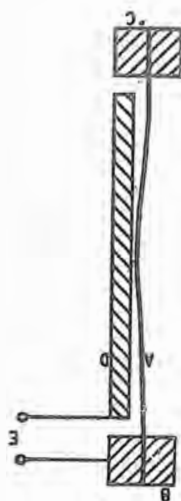


Fig. 65 U - Principio costruttivo dell'altoparlante a condensatore (elettrostatico). Si osserva la stessa struttura del microfono a capacità. L'analogia è evidente anche con la cuffia elettrostatica. Tutti questi dispositivi beneficiano ora degli elettreti.

Caratteristiche dell'altoparlante

Il responso - curve di fedeltà

Per responso di un altoparlante si intende il comportamento dello stesso alle varie frequenze dello spettro acustico; detto parametro è illustrato dalla curva di fedeltà che si costruisce ponendo in ascisse le varie frequenze riproducibili ed in ordinate le intensità sonore, come appunto illustra la **figura 66 U**.

Il rilievo della curva suddetta viene fatto alimentando l'altoparlante a tensione costante, mentre viene variata la frequenza. Detta prova deve essere eseguita in ambiente ad altissimo coefficiente di assorbimento acustico, onde impedire che la misura possa essere influenzata da suoni riflessi.

Si noti tuttavia che la curva di fedeltà non esprime però il responso effettivo dell'altoparlante, in quanto essa non tiene conto della dinamica dei suoni, ossia delle variazioni di intensità sonora, ma solo delle variazioni di frequenza.

Essa ha dunque un solo valore indicativo e si riferisce ad un dato tipo di altoparlante. A ciò si aggiunga che ciascun costruttore ha un proprio modo di rilevare la curva di fedeltà dei propri altoparlanti, per cui il confronto fra varie curve di responso non può fornire alcuna utile indicazione.

Utile riesce invece confrontare le varie curve di una stessa categoria di altoparlanti, al variare del diametro della bobina mobile e del cono, quindi anche della potenza, come appunto è posto in evidenza dalla figura 66 U.

Con riferimento ad essa, si può notare che la resa d'uscita decresce bruscamente in corrispondenza della frequenza di 5 000 Hz per il cono da 30 cm, mentre quella dell'altoparlante da 12 cm di diametro, oltrepassa i 10 000 Hz; il contrario avviene all'altro estremo della gamma.

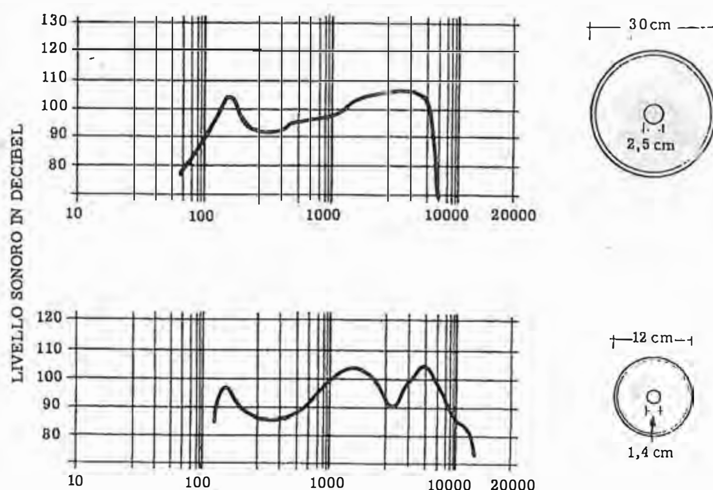


Fig. 66 U - Il diametro del cono ha notevole importanza sull'andamento del responso alla frequenza. Per due altoparlanti dello stesso tipo, si vede come quello a cono più grande sia più efficace sulle frequenze basse e, in maniera opposta, agisca il cono piccolo.

L'efficienza

Si definisce efficienza dell'altoparlante il rapporto tra l'energia sonora prodotta dall'altoparlante medesimo e quella elettrica che ad esso viene applicata tramite l'amplificatore di Bassa Frequenza.

Occorre precisare che questa grandezza si mantiene molto bassa essendo compresa tra il 2 % ed il 5 %.

Minore è la potenza dissipabile dall'altoparlante, più bassa è la sua efficienza.

La distorsione

Aumenta con l'aumentare della potenza sonora, come appunto viene posto in evidenza dai grafici di **figura 67 U**, nei quali la distorsione è espressa in valore percentuale. Essi si riferiscono ad un altoparlante di alta qualità, della potenza di 25 watt; la distorsione è inferiore all'1 % ad 1 watt, e compresa tra l'1 ed il 2 % a 2 watt, e tra il 2 ed il 3 % a 10 watt.

Una delle maggiori cause di distorsione consiste nella cedevolezza non lineare del « centratore », vale a dire dell'apposito elemento che provvede a centrare ed a frenare il sistema vibrante dell'altoparlante costituito dal cono di carta e dalla bobina mobile.

Il centratore, infatti, frena la bobina mobile tanto di più quanto più ampio è il movimento, quindi maggiore è l'ampiezza della vibrazione, maggiore è anche la distorsione. La si attenua portando la frequenza fondamentale di risonanza del sistema vibrante al limite più basso della gamma di frequenze riproducibili.

Sopra tale frequenza, la reattanza meccanica del centratore è piccola rispetto a quella dell'intero sistema vibrante. Nell'esempio della citata figura 67 U, la frequenza fondamentale del sistema è a 30 Hz.

Anche il cono determina distorsioni armoniche e subarmoniche, comprese tra 100 e 1 000 Hz, ossia nella parte della gamma in cui la potenza è massima. Possono venir molto ridotte rendendo il cono molto rigido con l'aumentarne lo spessore.

Se lo spessore viene aumentato di 2,5 volte, la rigidità aumenta di 15 volte.

Altra causa di distorsione risiede nella non omogenea densità del flusso nella bobina mobile; per limitare questa distorsione si aumenta il diametro della bobina mobile quanto è possibile, e la si rende più lunga del traferro. Coni di spessore notevole, per limitare la distorsione, richiedono bobine mobili di adeguato peso, e pertanto è evidente il motivo per cui le bobine mobili dei piccoli altoparlanti pesano un grammo ciascuna, mentre quelle degli altoparlanti di grande diametro e di qualità, possono pesare fino a 25 grammi.

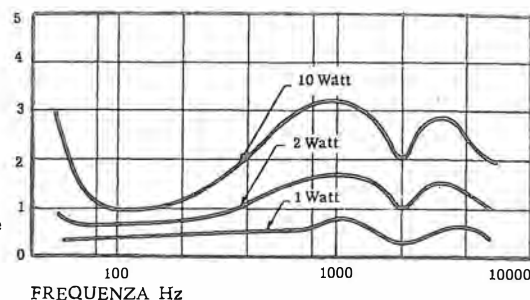


Fig. 67 U - Se allo stesso altoparlante viene applicata una diversa potenza, si riscontra che per potenze più alte la distorsione propria dell'altoparlante aumenta in un grado percentuale anche notevole.

Direzionalità

A mano a mano che la frequenza aumenta, la lunghezza delle onde sonore diffuse dal cono di un altoparlante diminuisce; quando la lunghezza d'onda si avvicina al diametro del cono, il suono tende a diffondersi a raggio, poiché il cono agisce allora anche da riflettore.

Per le frequenze basse e medie il cono agisce come un pistone, ma per le frequenze alte non avviene così; l'angolo di apertura del cono ed il diametro del cono stesso influiscono fortemente sulla diffusione spaziale dei suoni.

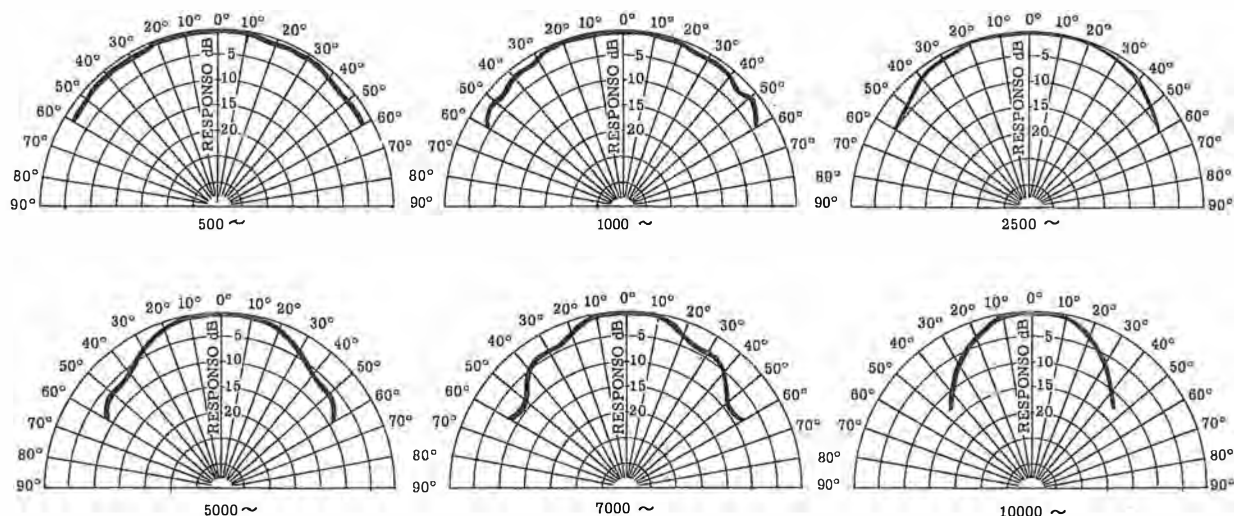
Alla frequenza di 100 Hz la lunghezza dell'onda sonora è di circa 3,3 metri; a quella di 1 000 Hz la lunghezza d'onda è di 33 cm, mentre è di 3,3 cm alla frequenza di 10 000 Hz.

Ne risulta che l'altoparlante non può diffondere uniformemente tutte le frequenze sonore entro un dato angolo; poiché il suo cono concentra le frequenze elevate, queste sono presenti in prevalenza lungo l'asse dell'altoparlante, ossia si propagano bene davanti ad esso e male ai suoi lati.

Con apposite apparecchiature è possibile rilevare la distribuzione della potenza sonora davanti ad un altoparlante, per differenti frequenze.

È possibile allora tracciare delle curve in direzionalità, o responsi polari, come quelle illustrate in **figura 68 U**.

Fig. 68 U - Queste curve vengono chiamate responso polare dell'altoparlante. Esse mettono in evidenza come al crescere della frequenza riprodotta, l'angolo utile di ascolto si restringa sempre più.



Un antifurto per autovettura

Un dispositivo molto piccolo, di facile costruzione e di semplice installazione; la sua utilità è, evidentemente, notevole. È pronto al funzionamento dopo 12 secondi circa dalla sua inserzione; agisce con l'allarme in 8 ÷ 10 secondi ed ha un tempo di eccitazione di 40 ÷ 60 secondi dopo il ripristino delle condizioni normali.



Considerando l'aumento dei furti di autovetture, connesso alla tendenza a lasciare l'automezzo parcheggiato in strada per ragioni di comodità e di economia, è diventato necessario proteggere l'automobile ed i suoi accessori più facilmente asportabili con un idoneo antifurto.

L'antifurto deve essere semplice, di facile applicazione e di difficile neutralizzazione. Inoltre, deve permettere, nei limiti del possibile, il suo disinserimento con semplice manovra da parte di chi usa legalmente l'autovettura.

Questo dispositivo consente la protezione del veicolo parcheggiato, con estensione agli accessori.

L'intervento dell'avvisatore è predisposto con un opportuno ritardo in modo da permettere di installare l'interruttore di attivazione all'interno della vettura.

Nel caso che vengano ripristinate le condizioni iniziali l'avvisatore cessa automaticamente di suonare dopo circa un minuto, lasciando l'antifurto nuovamente pronto.

È sicuro, di facile installazione ed occultamento.

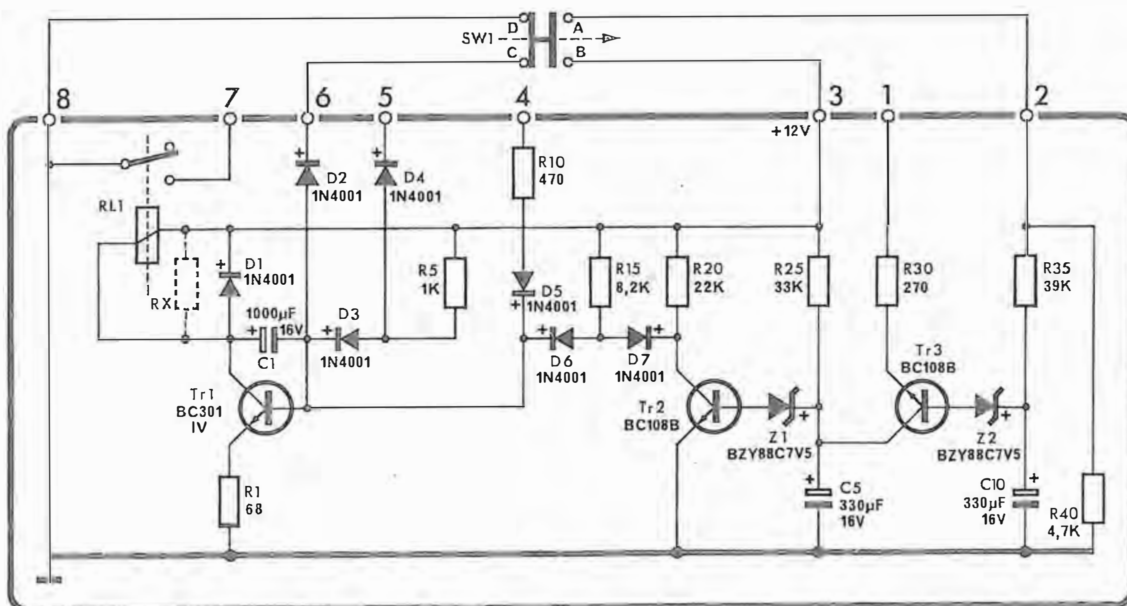
L'allarme può azionare sia l'avvisatore acustico (clacson) montato sulla vettura, che un avvisatore separato. L'azione dell'avvisatore cessa automaticamente dopo un certo periodo di tempo, qualora venga rimossa la causa di intervento.

Opportuni tempi di ritardo sono previsti allo scopo di permettere la disinserzione dell'allarme a chi sia munito dell'apposita chiave.

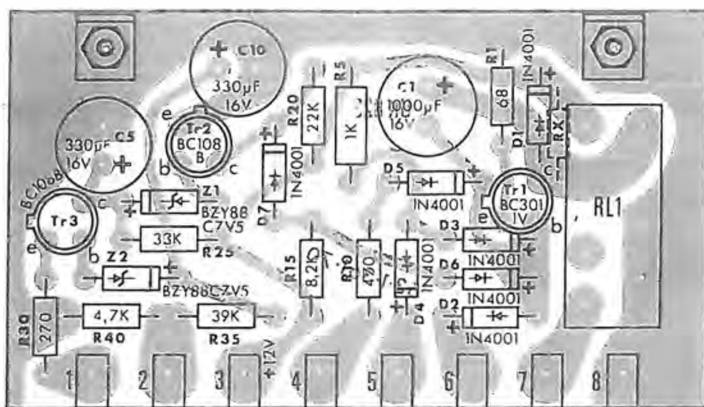
Questi tempi di ritardo sono però troppo brevi per permettere la ricerca ed il forzamento dell'interruttore di neutralizzazione.

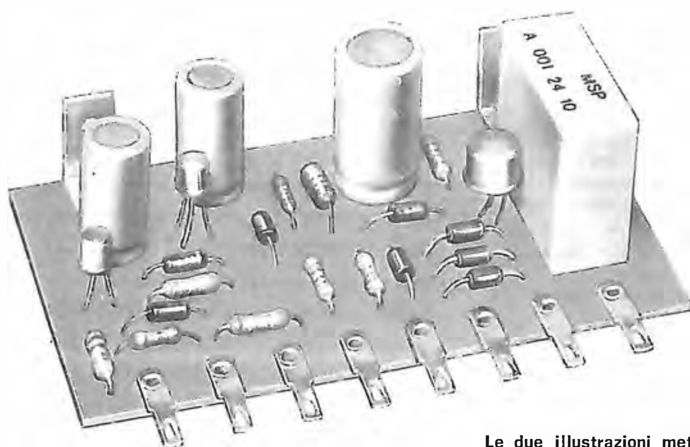
Il ritardo di intervento elimina la necessità di installare all'esterno il suddetto interruttore, e quindi il pericolo di deterioramento dovuto a pioggia, fango, eccetera.

La protezione è efficace per qualsiasi tentativo di furto, in quanto agisce sia in seguito all'apertura delle portiere, del cofano motore, del vano bagagli, all'asportazione dell'autoradio e alla messa in moto dell'autovettura.



Al punto di connessione 3 è presente la tensione (12 volt) della batteria dell'auto. L'interruttore Sw1, azionato, unisce A con B e pone il dispositivo in stato di preallarme. Questo stato dura per il tempo di carica di C10, dopo di che la bobina del relé riceve corrente se mancano alcune situazioni di base. Per la migliore comprensione seguire il testo osservando anche la figura di pagina 32 u.





Le due illustrazioni mettono in evidenza la semplicità del montaggio. Sul circuito stampato trovano posto tutti i componenti da inserire. Questi componenti, con tutto il resto, forniti come assieme di montaggio, sono classificati con la sigla UK 823 della serie Amtron.

Lo schema elettrico

Al momento dell'azionamento dell'interruttore a chiave SW1 (che pone il circuito in stato di preallarme) la tensione positiva di. batteria viene applicata al morsetto 2 e di conseguenza al partitore formato dal condensatore C10 e dalla resistenza R35.

Siccome il condensatore C10 è scarico, al ricevimento della tensione richiederà un certo tempo per caricarsi, fintanto che la tensione al punto mediano del partitore raggiungerà il valore della tensione di zener del diodo Z2.

Il diodo Zener Z2 incomincerà quindi a condurre fornendo di conseguenza una tensione positiva alla base del transistore Tr3, che per tale fatto passerà in conduzione.

Questo potrà avvenire soltanto se il morsetto 1 sarà a massa, chiudendo in tal modo il circuito di collettore Tr3, in altre parole solo se le portiere saranno aperte al momento del passaggio in conduzione.

Il condensatore C5 è mantenuto carico permanentemente in quanto collegato stabilmente alla batteria attraverso la resistenza R25.

La condizione normale del transistore Tr2 sarà quindi quella di conduzione. Quando però passerà in conduzione Tr3, la base di Tr2 verrà portata a massa, ma rimarrà positiva sintanto che la scarica del condensatore C5 non si sarà protratta tanto da rendere la tensione al terminale + dello Zener Z1 inferiore a 7,5 V.

Da questo momento Tr2 passerà all'interdizione ed al suo terminale di collettore apparirà una tensione positiva.

In questo modo — essendo il potenziale ai suoi capi uguale — il diodo D7 cesserà di essere percorso da corrente, facendo apparire al suo terminale negativo la tensione di batteria.

Si avrà quindi un passaggio di corrente attraverso la resistenza R15 ed il diodo D6 in direzione della base di Tr1. In questo modo il transistore Tr1 passerà in conduzione ed alimenterà il relè RL1.

La base di Tr1 può essere resa positiva in modo da permettere la conduzione attraverso il relè anche in altri modi. Infatti, attraverso il morsetto 4 ed il diodo D5 essa risulta normalmente non alimentata in quanto in mancanza di corrente alla bobina di accensione, il morsetto 4 risulta praticamente a massa per la bassa resistenza del primario della suddetta bobina.

Alimentando però l'accensione, il morsetto 4 diventa positivo e di conseguenza la corrente può fluire attraverso la base di Tr1.

Il morsetto 5 è normalmente a massa, essendo collegato al telaio della massa dell'autoradio. In questo caso il circuito si chiude attraverso la resistenza R5 ed il diodo D4, senza alcuna azione sulla base di Tr1.

Se però viene interrotto il collegamento a massa del morsetto 5, la tensione positiva che arriva al diodo D3 attraverso la resistenza R5 deve passare per la base di Tr1 passando ancora in conduzione.

La disinserzione di SW1 chiude il circuito tra i punti D e C mettendo stabilmente a massa attraverso D2 la base di Tr1 ed impedendo quindi il suo passaggio in conduzione.

L'intervento dell'allarme attraverso i morsetti 4 e 5 è quasi istantaneo.

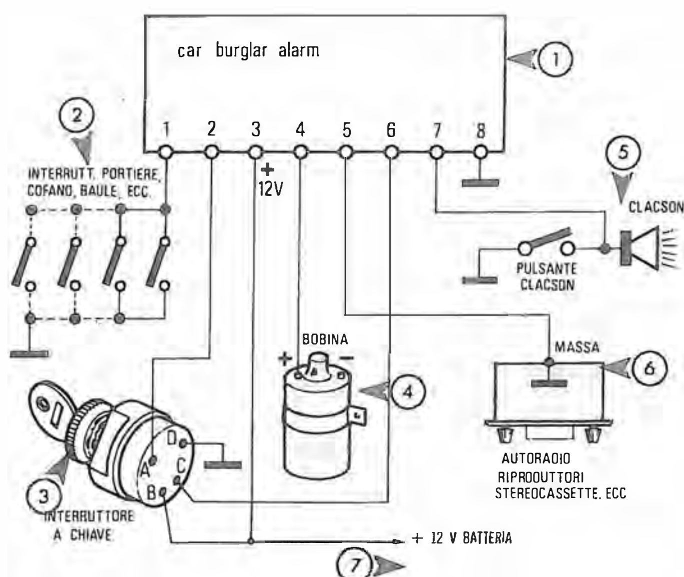
Il condensatore C1 ritarda la disinserzione dell'avvisatore in quanto tende a mantenere positiva la base di Tr1 fintanto che non è completamente carico, e questo avviene in un tempo relativamente lungo grazie alla sua elevata capacità.

L'azionamento di SW1 interrompe istantaneamente il funzionamento dell'avvisatore in quanto il condensatore C1 viene caricato in un tempo brevissimo attraverso la bassa resistenza diretta del diodo D2.

I tempi citati nelle caratteristiche ovviamente non sono determinanti in quanto tali tempi sono riferiti a dei valori di capacità aventi determinate tolleranze sul valore nominale.

L'avvisatore acustico è azionato dai contatti del relè che pervengono ai morsetti 7 ed 8.

Tali contatti sopportano la corrente assorbita da un normale avvisatore, mentre per le trombe è già previsto nel circuito elettrico della vettura un apposito soccorritore.



Per il montaggio dell'antifurto sulla vettura si segua questa disposizione e collegamento delle parti. Il disegno è utile anche alla comprensione del funzionamento elettrico ed elettronico. (1) è il centralino, (2) sono gli interruttori delle portiere, (3) è l'interruttore a chiave, (4) è la bobina d'accensione, (5) è l'avvisatore acustico, (6) è l'autoradio e (7) è la batteria di bordo.

Installazione sull'auto

Il dispositivo è montato entro un contenitore in plastica di limitate dimensioni e può essere installato agevolmente con due viti autofilettanti in una posizione qualsiasi della carrozzeria.

Un frontalino in lamiera reca i fori di fissaggio alla carrozzeria.

Per i collegamenti esterni sono previsti dei pratici connettori.

La parte elettrica è montata su di un circuito stampato, ciò che garantisce la massima robustezza e la semplicità del montaggio.

Consigli pratici per il montaggio dei componenti sui circuiti stampati

Installare il centralino UK 823 (1) in un punto non visibile della carrozzeria, per esempio sotto al cruscotto, fissando alla lamiera mediante due viti autofilettanti ∅ 2,9 x 9,5.

Se si desidera proteggere il vano motore ed il baule, occorre installare (se non sono già predisposti) degli interruttori simili a quelli montati sulle portiere per l'accensione della luce interna, o luce di cortesia, dell'autovettura.

Eseguire il collegamento tra il contatto degli interruttori (2) delle portiere e di quelli eventualmente installati nel vano motore e nel baule ed il contatto n. 1 dell'UK 823.

Montare l'interruttore a chiave (3) nel punto che si ritiene più opportuno, eseguendo un foro di ∅ 12 mm e fissando l'interruttore mediante la sua ghiera filettata.

Collegare il punto D dell'interruttore (3) alla massa della carrozzeria, infilando il filo sotto la testa di una vite, avendo cura di raschiare accuratamente la vernice nel punto di contatto.

Collegare il punto A dell'interruttore (3) al contatto 2 del centralino (1).

Collegare il contatto 4 del centralino (1) al positivo + della bobina di accensione (4).

Collegare il contatto 5 del centralino (1) alla massa dell'autoradio, inserendo il filo sotto una vite del telaio metallico dell'autoradio.

Nel caso di assenza dell'autoradio il contatto 5 del centralino (1) deve essere collegato al telaio della vettura.

Impiego

Quando si collega il contatto 3 del dispositivo della batteria, il relè rimane attratto per un tempo di qualche secondo.

Per il corretto uso dell'antifurto tenere conto dei seguenti accorgimenti:

1) La predisposizione del sistema di allarme va seguita ruotando ed estraendo la chiave dell'interruttore.

Il tempo che intercorre tra la manovra precedente e la chiusura della portiera è di circa 10 ÷ 15 secondi.

2) Per disattivare l'antifurto occorre inserire e ruotare la chiave dell'interruttore.

Il tempo utile dal momento dell'apertura delle portiere alla rotazione della chiave è di circa 8 ÷ 10 secondi.

Se tale tempo viene superato entra in funzione il sistema di allarme che verrà disattivato istantaneamente al momento dell'inserzione della chiave.

3) Nel caso si dovesse rientrare in macchina per un motivo qualsiasi (dimenticanza di oggetti all'interno dell'auto) occorre procedere come al punto 2) mentre occorrerà attendere circa 30 secondi prima di rimettere in funzione il dispositivo.

Naturalmente, nel caso di effrazione delle portiere dell'automobile, l'avvisatore inizierebbe a suonare dopo 8 ÷ 10 secondi dall'apertura anche se le stesse vengono richiuse. Con molta probabilità il ladro abbandonerà la vettura e si potranno verificare due casi:

Se la portiera resta aperta l'allarme suona fino a che qualcuno provveda a disinserirlo, oppure fino ad esaurimento della batteria.

Se la portiera viene richiusa il suono cessa dopo circa 40 ÷ 60 secondi e l'allarme è nuovamente pronto per funzionare.

Nel caso che il tentativo di furto si rivolga all'autoradio, l'allarme entra immediatamente in funzione, e lo stesso avviene nel caso di avviamento del motore.

Per aumentare il tempo di intervento (cioè il tempo necessario per disattivare il centralino) occorre aumentare il valore della resistenza R25 fino ad un massimo di 68 kΩ.

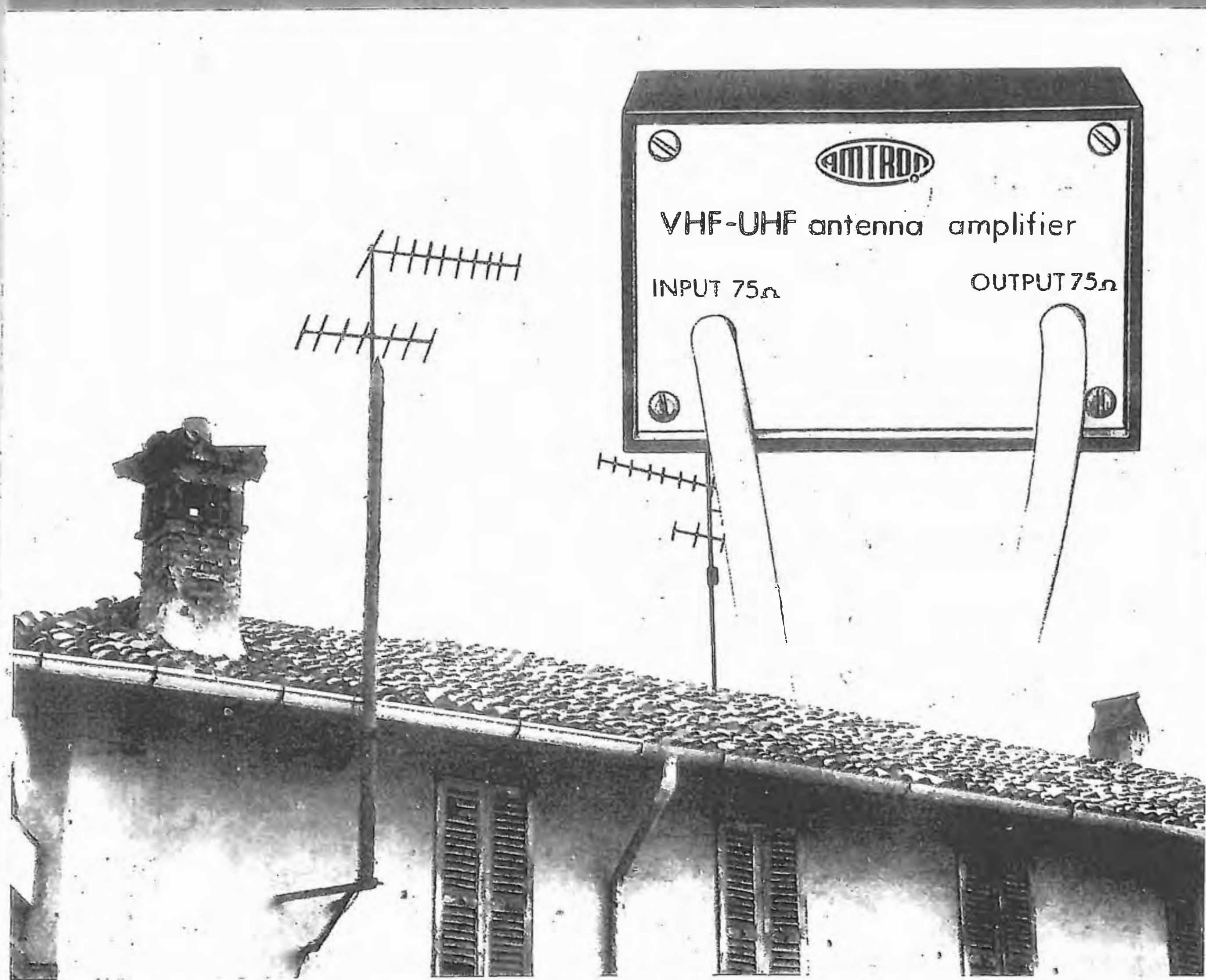
Questo valore va considerato anche in funzione della eventuale aggiunta della resistenza Rx che oltre a determinare una diminuzione del tempo di attrazione del relè contribuisce ad aumentare il tempo di intervento.

L'ELETTRONICA

IN 30 LEZIONI - TEORIA E PRATICA

Amplificazione

17



RADIO - TRANSISTORI - CIRCUITI INTEGRATI - Hi-Fi - ANTENNE - TRASMISSIONE - APPLICAZIONI VARIE

Rivista culturale per la formazione professionale - esce il 10 - 20 - 30 di ogni mese - sped. abb. postale 3° Gr. - —70% - Lire 750

Amplificazione

Più volte nel corso di questa nostra esposizione abbiamo incontrato il termine **amplificazione**. La necessità di amplificare — e cioè, di far diventare più grande — è nell'essenza stessa della tecnica elettronica: praticamente, tutti i problemi che si incontrano nel settore vedono ricorsi ad amplificazioni, sia pure di varia natura, per pervenire ad una soluzione agevolata del problema stesso.

Il lettore sa che prima la valvola, ed ora il transistore, sono essenzialmente dispositivi di amplificazione.

Che cosa si amplifica? Si amplifica un'informazione di natura elettrica e quando essa non è tale la si trasforma, appunto, in segnale elettrico. Lo abbiamo visto da poco, nel microfono: per poter amplificare la voce la si trasforma, ad inizio del processo, in segnale elettrico.

Si può amplificare anche un valore elettrico unico e stabile (amplificazione di corrente continua) come — e ciò accade più sovente — una frequente e rapida successione di valori (corrente alternata).

Se pure il principio di amplificazione è unico, è intuitivo come il mezzo destinato ad amplificare debba tenere conto della natura del segnale che deve essergli applicato; oltre che della natura, si deve tener conto dell'ampiezza, sia di quella che deve essere amplificata (potremmo definirla « entrante ») che di quella che si vuole « uscente ».

Per una prima, sommaria ma molto utile suddivisione, si possono perciò esaminare i dispositivi di amplificazione con i componenti circuitali loro inerenti, distinguendoli e raggruppandoli in relazione a quanto sopra accennato.

Classificazione

A seconda della frequenza

Gli amplificatori possono essere classificati a seconda della gamma di frequenza entro la quale devono funzionare.

I due tipi principali, sotto questo punto di vista, sono quelli ad **audio frequenza** o Bassa Frequenza e quelli a **radio frequenza** o Alta Frequenza.

I primi sono progettati per amplificare segnali la cui frequenza varia da zero a circa 20 000 hertz; i secondi invece, amplificano segnali di frequenza superiore al limite massimo precedente, in quanto già gli ultrasuoni si comportano e sono spesso considerati segnali a radiofrequenza.

A seconda dell'impiego

Sotto il punto di vista del loro compito specifico, gli amplificatori si dividono in: amplificatori di « tensione » e amplificatori di « potenza ».

I primi aumentano l'ampiezza del segnale di ingresso, senza prendere in considerazione la potenza fornita al carico. La maggior parte di essi ha una resistenza di carico di valore elevato, il che permette lo sviluppo di notevoli differenze di potenziale ai suoi capi.

Gli amplificatori di potenza hanno invece, il compito di erogare al carico una certa potenza, ed in essi il fattore di amplificazione della tensione diviene di minore importanza.

La maggior parte degli amplificatori di potenza è provvista di un carico che presenta una impedenza scelta con valore tale da ottenere o la massima potenza con la minima distorsione, o un **rendimento** desiderato.

Quest'ultimo **è il rapporto tra la potenza del segnale d'uscita, e la potenza di alimentazione in corrente continua** (vale a dire il prodotto tra corrente e tensione) **fornita al dispositivo.**

La potenza dissipata da un dispositivo di amplificazione e prelevata dall'alimentazione è sempre superiore a quella resa sotto forma di segnale amplificato.

La differenza tra detta potenza di entrata in alimentazione e la potenza d'uscita del segnale costituisce la perdita dissipata sotto forma di energia termica. Da qui, il fattore « rendimento ».

Poiché un transistore (o una valvola) rende disponibile il segnale d'uscita ai capi del carico, « la massima potenza d'uscita è ottenibile quando l'impedenza di quest'ultimo è eguale a quella interna della sorgente ».

Una resistenza di carico di valore inferiore a quello necessario, provoca una distorsione d'ampiezza del segnale d'uscita.

A seconda della polarizzazione

Oltre alla classificazione in base alla frequenza ed all'impiego, tutti gli stadi di amplificazione possono essere classificati in base alla tensione di polarizzazione applicata all'elettrodo d'entrata, ossia in base alla frazione del ciclo a corrente alternata del segnale, durante la quale si ha passaggio della corrente in uscita.

Sotto tale aspetto gli amplificatori possono essere definiti di **classe A**, di **classe AB**, di **classe B** e di **classe C**.

Classe A

Se la griglia di una valvola amplificatrice è polarizzata in modo che la corrente anodica scorra **durante l'intero ciclo** a c.a. del segnale, lo stadio prende il nome di « amplificatore in classe A ».

Il funzionamento di una valvola in classe A è illustrato dalla curva caratteristica E_g-I_p della **figura 1 V**, nella quale è evidente che la corrente di placca è presente sia durante il semiperiodo positivo del segnale applicato alla griglia, che durante quello negativo.

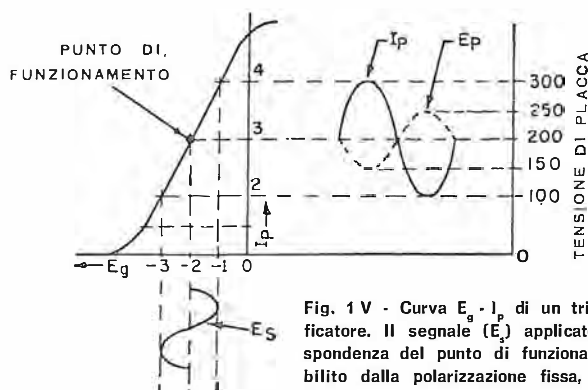


Fig. 1 V - Curva E_g - I_p di un triodo amplificatore. Il segnale (E_s) applicato in corrispondenza del punto di funzionamento stabilito dalla polarizzazione fissa, fa variare la tensione di griglia (E_g), la corrente anodica (I_p) e la tensione anodica (E_p) nel tratto rettilineo della curva.

Il funzionamento della valvola in classe A viene scelto quando si desidera che l'andamento delle variazioni della corrente anodica sia un'esatta riproduzione, amplificata, della forma d'onda del segnale entrante in griglia. Da ciò deriva che la griglia deve essere polarizzata in modo tale da consentire alla valvola il funzionamento **lungo il tratto rettilineo** della sua curva E_g-I_p.

In questa classe si ha distorsione allorché la polarizzazione non è corretta, oppure quando l'ampiezza del segnale applicato è eccessiva.

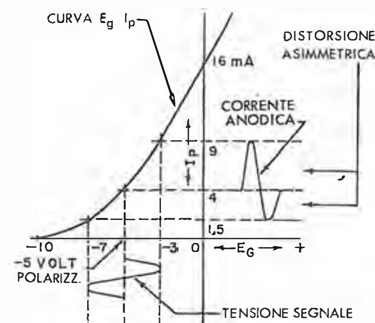
La **figura 2 V** illustra la distorsione derivante da errata polarizzazione. Detta distorsione ha luogo in quanto la valvola funziona, in parte, lungo un tratto non lineare della curva caratteristica.

Nella **figura 3 V** è illustrato il caso di distorsione per segnale eccessivo. Il segnale troppo ampio fa sì che la griglia assorba corrente durante i semiperiodi positivi, e interdica la corrente anodica durante i semiperiodi negativi.

Naturalmente, ciò avviene solo per i valori opposti di picco del segnale stesso.

Quando la griglia assume un potenziale positivo rispetto al catodo, la corrente di griglia che si forma viene fornita dallo stadio pilota, ossia dallo stadio precedente. Dal momento che esso, in linea di massima, non è in grado di fornire detta corrente, si verifica la cosiddetta « limitazione di griglia ».

Fig. 2 V - Distorsione provocata da errata polarizzazione. La valvola funziona, in tal caso, lungo un tratto non rettilineo della curva. Come si vede, il segnale entrante fa variare la polarizzazione da — 7 a — 3 V ma, in corrispondenza la corrente anodica varia di 2,5 mA per una semionda e di 5 mA per l'altra.



Il risultato è che parte del segnale di ingresso è dissipato nell'impedenza di pilotaggio, ed i picchi positivi vengono, di conseguenza, distorti.

Gli amplificatori in classe A sono caratterizzati da bassa distorsione, da bassa potenza di uscita, e da basso rendimento di placca (variabile dal 20 al 35 per cento).

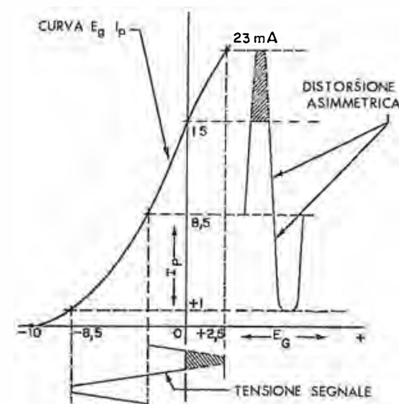


Fig. 3 V - Distorsione per segnale eccessivo entrante. Durante i semiperiodi positivi la griglia assorbe corrente e durante quelli negativi provoca interdizione.

Gli amplificatori di tensione vengono fatti funzionare generalmente in classe A.

Classe B

Se la griglia controllo di una valvola amplificatrice è polarizzata al valore di interdizione, in modo che la corrente anodica scorra **soltanto durante i semiperiodi positivi** del segnale a c.a. applicato, si dice che la valvola funziona come amplificatrice in classe B.

Tale sistema di amplificazione è illustrato alla **figura 4 V**.

È facile notare che la corrente di placca in un amplificatore in classe B scorre solamente durante i semiperiodi positivi del segnale c.a. applicato alla griglia. Di conseguenza, l'andamento delle variazioni della corrente anodica (forma d'onda) non riproduce la forma d'onda della tensione di griglia. La valvola funziona come una rettificatrice di una semionda.

Il segnale applicato alla griglia di una valvola amplificatrice in classe B è normalmente di valore molto più elevato in ampiezza di quello applicato nel caso di amplificazione in classe A. L'ampiezza è tale che la griglia assume un po-

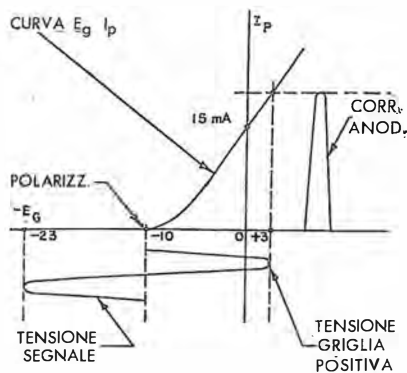


Fig. 4 V - Curva di amplificazione in classe B. I_p scorre soltanto durante i semiperiodi positivi del segnale di ingresso, essendo la griglia polarizzata al valore di interdizione. La corrente di placca, di conseguenza, è presente solo per le semionde positive.

tenziale positivo rispetto al catodo, per cui si ha corrente di griglia.

Questo sistema di amplificazione è tra quelli usati negli amplificatori a Bassa Frequenza di potenza, in quanto permette un rendimento variabile dal 50 al 60 %. Tale rendimento è possibile grazie al fatto che, in assenza del segnale di ingresso, non si ha corrente di placca e quindi non si ha dissipazione anodica.

Ciò significa che, in confronto alla classe A, si ottiene minore dissipazione di placca e maggiore potenza d'uscita per una data potenza di alimentazione.

La classe B viene impiegata perciò quando si desidera sviluppare una potenza d'uscita relativamente alta nel circuito di carico.

Quando si amplifica un segnale di frequenza acustica, si desidera una amplificazione scevra da distorsioni. Allo scopo di evitare l'alto tasso di distorsione presente all'uscita di **una singola** valvola funzionante in classe B, si usano due valvole funzionanti **in fase opposta** ossia in controfase (« push-pull »). Il funzionamento di questo circuito verrà descritto più avanti.

Classe AB

È possibile realizzare un compromesso tra la bassa distorsione con basso rendimento dell'amplificazione in classe A, e l'alto rendimento con alta distorsione dell'amplificazione in classe B.

Tale compromesso consiste nel polarizzare le griglie in modo tale che il funzionamento avvenga in un punto intermedio tra quello caratteristico delle due classi, ossia, le valvole sono polarizzate notevolmente, ma non fino al punto di interdizione.

Ciò è noto come funzionamento in classe AB.

Se il segnale a c.a. applicato alle griglie viene mantenuto ad un'ampiezza abbastanza piccola da impedire la presenza della corrente di griglia, il funzionamento avviene in condizioni dette di classe AB_1.

Se il segnale è abbastanza ampio da causare la presenza di una corrente di griglia durante i picchi positivi, il funzionamento è detto in classe AB_2.

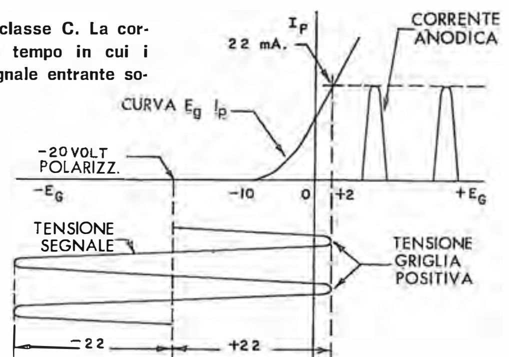
Classe C

Se la tensione di polarizzazione di griglia di uno stadio amplificatore è notevolmente più alta del valore di interdizione, la valvola funziona come amplificatrice in classe C.

Il funzionamento in tali condizioni è illustrato alla **figura 5 V**.

Si può notare in essa che la polarizzazione è di 20 volt, ossia pari al doppio del potenziale di interdizione. In questo caso la corrente di placca scorre soltanto durante la parte del semiperiodo positivo del segnale alternato di ingresso nella quale la tensione è più alta del valore di polarizzazione di interdizione.

Fig. 5 V - Curva di amplificazione in classe C. La corrente anodica scorre solo durante il tempo in cui i picchi dei semiperiodi positivi del segnale entrante sono più alti del valore di interdizione.



In altre parole, la corrente anodica è presente soltanto durante i picchi dei semiperiodi positivi del segnale entrante.

La curva dimostra che l'ampiezza del segnale deve essere notevolmente maggiore della tensione di polarizzazione della corrente anodica.

Quasi tutti gli stadi amplificatori di potenza ad Alta Frequenza nei radio trasmettitori funzionano in classe C.

I circuiti sintonizzati in parallelo usati come carichi di placca in tali amplificatori, convertono la forma d'onda pulsante della tensione d'uscita in una forma sinusoidale, grazie all'effetto « volano ».

Il funzionamento in classe C permette un alto rendimento, variabile dal 70 all'85 per cento. L'efficienza è così alta in quanto la corrente anodica scorre soltanto durante una piccola parte di ogni ciclo.

Gli amplificatori in classe C non vengono mai usati per amplificazione a Bassa Frequenza, data la forte distorsione presente all'uscita.

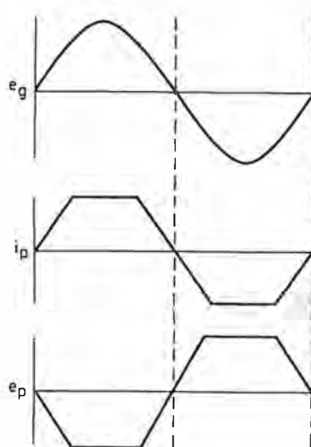


Fig. 6 V - Esempio tipico della distorsione di ampiezza. È causata da funzionamento lungo il tratto non lineare della curva. Si può osservare l'andamento anomalo sia nei riguardi della corrente (i_p) che della tensione (e_p).

Distorsioni

La distorsione negli amplificatori può essere di tre tipi differenti: distorsione « di ampiezza », « di frequenza » e « di fase ».

La distorsione **di ampiezza (figura 6 V)** è causata dal funzionamento lungo il tratto non lineare della curva caratteristica.

Negli amplificatori a Bassa Frequenza, la polarizzazione per il funzionamento in classe A deve essere tenuta entro un valore della curva caratteristica E_g-I_p tale che la tensione del segnale faccia variare la tensione di griglia soltanto lungo il tratto rettilineo della curva.

La distorsione **di frequenza** (**figura 7** in **A**) si ha quando non tutte le frequenze del segnale di ingresso risultano egualmente amplificate all'uscita dell'amplificatore. Tale tipo di distorsione può essere corretto mediante l'uso di componenti di valore appropriato, ed una opportuna progettazione.

La distorsione **di fase** (figura 7 in **B**), infine, si verifica quando i rapporti di fase delle varie frequenze contenute nel segnale di ingresso sono spostati in modo tale che la forma d'onda presente in uscita risulta diversa da quella di entrata, sebbene l'amplificazione in ampiezza avvenga in egual misura per tutte le frequenze.

Le distorsioni di frequenza e di fase diventano molto pronunciate negli amplificatori a Bassa Frequenza all'estremità più alta ed a quella più bassa della gamma di frequenza, e ciò è dovuto al fatto che i componenti del circuito si comportano da « shunt » per il carico nei confronti delle frequenze più alte, e da resistenze in serie con elevata impedenza, e quindi con una certa attenuazione, nei confronti delle frequenze più basse.

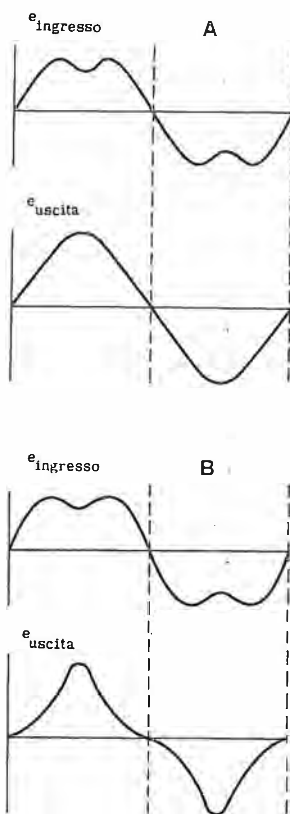


Fig. 7 V - Esempio tipico della distorsione di frequenza, in A, e della distorsione di fase, in B. Nel primo caso si può rilevare che la 3ª armonica presente in entrata, non c'è più in uscita. Nel secondo caso la fase della 3ª armonica viene spostata rispetto alla fondamentale.

Gli stadi in controfase

Uno stadio di amplificazione in controfase (in inglese « push-pull ») consiste di due valvole i cui segnali di griglia e di placca sono reciprocamente sfasati di 180°.

Esse possono funzionare in classe A, AB, oppure B.

I circuiti di questo tipo sono usati frequentemente negli amplificatori di Bassa Frequenza, poiché consentono distorsione minore nei confronti di quelli costituiti da una sola valvola, maggiore potenza d'uscita e maggiore rendimento.

La **figura 8 V** illustra il circuito di un amplificatore « push-pull » a triodi.

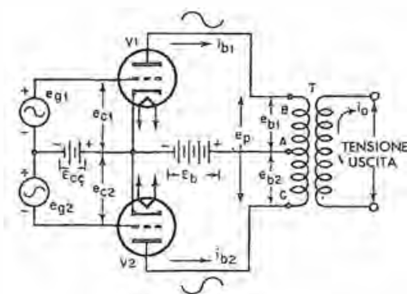


Fig. 8 V - Circuito di amplificazione in controfase. I segnali delle due placche sono di fase opposta, e si integrano nel primario di T. I circuiti di questo tipo (naturalmente anche con i semiconduttori) sono usati frequentemente negli amplificatori poiché consentono bassa distorsione.

Le sezioni superiori ed inferiori del circuito sono eguali. I triodi « V1 » e « V2 » sono del medesimo tipo, per cui hanno caratteristiche simili.

I due segnali di griglia, e_{g1} ed e_{g2}, hanno la medesima ampiezza e frequenza, ma sono reciprocamente sfasati di 180°.

A fornire alle due valvole le tensioni di polarizzazione e anodica, provvedono due distinte batterie.

Il trasformatore « T » agisce da carico nei confronti del circuito. Il primario è provvisto di presa centrale (punto A) in modo che le tensioni di uscita, e_{b1} ed e_{b2}, abbiano la medesima ampiezza.

Le correnti anodiche i_{b1} ed i_{b2} sono anche di eguale intensità.

I simboli che rappresentano le varie tensioni e correnti sono simili a quelli usati nei confronti di un circuito costituito da un semplice triodo.

L'esponente al piede « 1 » viene usato per indicare la tensione o la corrente riferita alla valvola « V1 ».

Analogamente, l'esponente « 2 » indica la tensione o la corrente riferita alla valvola « V2 ».

Ad esempio, e_{g1} è il valore istantaneo della tensione del segnale di griglia applicato a « V1 »; i_{b2} è il valore istantaneo della corrente anodica che scorre nel circuito di placca di « V2 », e così via.

La tensione istantanea presente ai capi dell'intero avvolgimento primario è e_p. Il valore istantaneo della corrente che circola nel secondario è i_o.

Allorché nessun segnale è applicato all'ingresso del circuito a « push-pull » la corrente che circola nel secondario del trasformatore « T », ossia i_o, è pari a zero.

Dal momento che la componente continua della corrente anodica non induce alcuna tensione nel secondario, la corrente secondaria è appunto zero.

La corrente continua di placca della valvola « V1 » scorre — come è ben noto — dal catodo alla placca, attraversa la metà superiore dell'avvolgimento primario (dal punto « B » al punto « A »), dopo di che ritorna al catodo.

La corrente anodica di « V2 » scorre anch'essa dal catodo alla placca, percorre la metà inferiore del primario di « T » (dal punto « C » al punto « A »), e torna quindi al catodo.

I punti « B » e « C » hanno un potenziale negativo eguale nei confronti del punto « A » in quanto le intensità delle correnti di placca sono eguali.

I campi magnetici relativi si neutralizzano a vicenda evitando la saturazione del nucleo.

Allorché due segnali alternati sinusoidali, e_{g1} ed e_{g2}, vengono applicati alle rispettive griglie, nel primario del trasformatore « T » scorrono due correnti anodiche sinusoidali, i_{b1} ed i_{b2}. La prima di esse è sfasata di 180° nei confronti della seconda, e ciò perché i segnali alle due griglie hanno, anch'essi, 180° di sfasamento.

Durante l'alternanza positiva di i_{b1}, il punto « B » del primario diventa più negativo nei con-

fronti di « A ». Nello stesso tempo, la caduta di i_{b2} fa sì che il punto « C » diventi — nei confronti di « A » — meno negativo, di un eguale ammontare.

Possiamo dedurre che la tensione presente ai capi dell'intero primario, e_p, corrisponde a due volte il valore sia di e_{b1} che di e_{b2}. In altre parole, si ha che:

$$e_p = e_{b1} + e_{b2}.$$

Durante il semiperiodo successivo, tutte le polarità si invertono.

La relazione or ora espressa sarà ancora valida e, in effetti, risulta valida per tutti i valori istantanei della corrente di placca.

Il trasformatore « T » accoppia l'uscita dell'amplificatore a « push-pull » ad un altro circuito.

Uno dei metodi di uso comune per ottenere uno sfasamento di 180° tra i due segnali di ingresso da applicare alle griglie di « V1 » e « V2 » è quello « a trasformatore ».

Consiste nell'impiego di un trasformatore il cui primario è collegato alla sorgente del segnale. Quest'ultima può essere sia una valvola che costituisce uno stadio precedente di amplificazione, come qualsiasi altra fonte. Il secondario è provvisto di una presa centrale, e le estremità dell'avvolgimento sono collegate rispettivamente alle griglie di « V1 » e « V2 ». La presa centrale è collegata al lato negativo della sorgente di tensione di polarizzazione.

Allorché ai capi del primario viene applicata una tensione alternata sinusoidale, ai capi del secondario si manifestano due tensioni sinusoidali.

Esse sono sfasate reciprocamente di 180° grazie alla presenza della presa centrale. Infatti, tale presa costituisce — come è noto — il punto neutro durante qualsiasi istante di ogni alternanza.

Di conseguenza, mentre una delle estremità presenta la massima tensione positiva, l'estremità opposta presenta la massima tensione negativa, e viceversa.

Circuiti dei transistori

Se consideriamo un transistore nel modo in cui può essere impiegato in un circuito — o per meglio dire in uno stadio, nel quale si applica un determinato segnale di ingresso per ottenere un determinato segnale di uscita — possiamo osservare che esso può essere impiegato in vari modi, esattamente come accade nel caso delle valvole termoioniche.

I diversi circuiti di impiego **sono riferiti all'elettrodo che viene a presentare la minima impedenza verso massa agli effetti del segnale di ingresso**.

Si hanno così tre circuiti fondamentali che, come abbiamo già avuto occasione di dire, si definiscono: stadio con **emettitore a massa**,

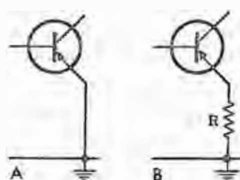
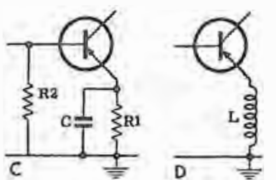
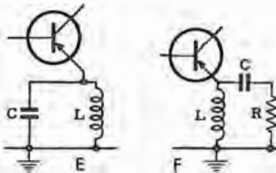


Fig. 9 V - L'elettrodo del transistore da considerare « a massa » o « in comune » e che dà il nome alla configurazione circuitale può essere a massa direttamente (A) ma può presentare anche un elemento interposto (B).



L'emettitore è a massa (per il segnale) se il valore del condensatore offre un facile passaggio; lo stesso può dirsi se si incontra un'induttanza.



In questi due casi è sempre la facilitazione al passaggio del segnale verso massa che colloca il circuito, in questo esempio, nel tipo « emettitore a massa ».

o con **base a massa**, oppure con **collettore a massa**.

Quello dei tre elettrodi di un transistore che presenta la minima impedenza verso massa viene ad essere in comune — come meglio vedremo tra breve — ai due circuiti di entrata e di uscita: per questo motivo, è invalso l'uso di definire i tre tipi di circuiti anche come stadio con **emettitore comune**, oppure stadio con **base comune**, o infine stadio con **collettore comune**.

Per meglio chiarire il concetto di minima impedenza verso massa agli effetti del segnale, ricorriamo alla **figura 9 V**.

L'elettrodo facente capo a massa, in questo caso l'emettitore, può essere collegato al telaio dell'apparecchiatura direttamente, oppure tramite una resistenza, o ancora tramite un'induttanza o infine tramite una combinazione « RC », « LC » o « RCL ».

Nel caso **A**, l'impedenza verso massa dell'emettitore è indubbiamente nulla, dato il contatto diretto.

Nel caso **B**, invece, data l'interposizione di una resistenza, l'impedenza non è nulla, bensì dipende dal valore di « R ». Se questo è « minore » dell'impedenza presentata verso massa dagli altri due elettrodi (base e collettore), il circuito può essere considerato con « emettitore a massa ».

Nel caso **C**, in parallelo alla resistenza figura una capacità: in tali condizioni, può accadere che il valore della resistenza « R1 » sia superiore a quello della resistenza « R2 » presente tra base e massa. Tuttavia, se il valore di « C » è tale da costituire praticamente un cortocircuito, o comunque un percorso a « bassa impedenza » nei confronti del segnale, il collegamento può essere ancora considerato con emettitore a massa (nei confronti del segnale).

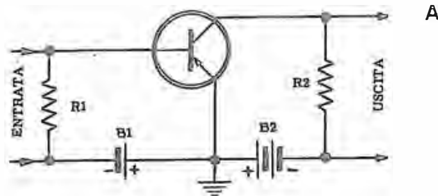
Altrettanto dicasi nel caso di un collegamento induttivo tra emettitore e massa (**D**), oppure di un collegamento misto, come illustrato in **E** ed in **F**.

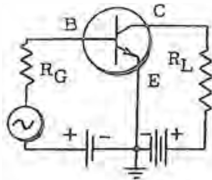
Con emettitore a massa

Nel circuito illustrato in **A** della **figura 10 V**, il segnale di ingresso (ossia da amplificare) viene applicato ai capi del circuito emettitore-base, e viene poi prelevato (amplificato) ai capi del circuito emettitore-collettore.

Come si può osservare, l'elettrodo che presenta la minore impedenza verso massa (in questo caso è direttamente a massa), e che è in comune ai due circuiti di ingresso e di uscita, è appunto l'« emettitore ».

Alla stessa figura, in **B**, è rappresentato un circuito del tutto analogo, nel quale l'elemento amplificatore è un triodo invece del transistore; scopo dell'illustrazione è quello di chiarire ancora meglio l'analogia tra i due dispositivi (valvola e transistore), nonché la corrispondenza dei compiti di ciascuno dei tre elettrodi.





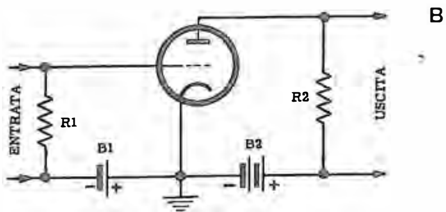


Fig. 10 V - Disposizione tipica di uno stadio a transistore PNP ed NPN con emettitore a massa ed uno stadio a valvola con catodo a massa. Considerando la corrispondenza tra emettitore e catodo, tra base e griglia, e tra collettore e placca, l'analogia è evidente.

Nel circuito A, se in luogo di un transistore del tipo PNP viene usato un transistore del tipo NPN, le sole differenze consistono nella diversa direzione della freccia dell'emettitore, nonché nell'opposta polarità delle batterie.

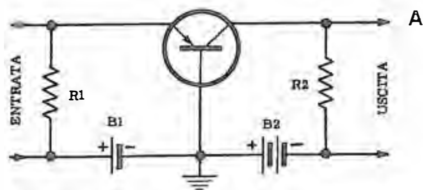
Con base a massa

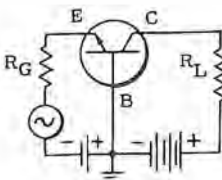
Nel circuito illustrato in **A** della **figura 11 V**, il segnale di ingresso (da amplificare) viene applicato ai capi del circuito base-emettitore, e viene poi prelevato (amplificato) ai capi del circuito base-collettore.

L'elettrodo che presenta la minore impedenza verso massa, e che appare evidentemente in comune ai due circuiti di entrata e di uscita, è in questo caso « la base ».

In **B** della figura è rappresentato il circuito equivalente a triodo.

Sappiamo bene che la griglia compie la stessa funzione della base nel transistore, ed è





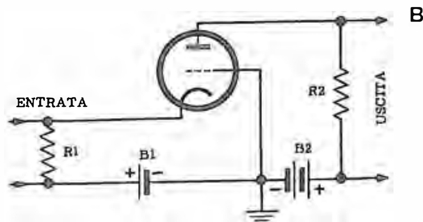


Fig. 11 V - Lo stadio a transistore PNP ed NPN con base a massa illustrato, corrisponde, nel caso di impiego di un triodo, ad uno stadio con griglia a massa.

appunto la griglia che è in questo caso a massa, ed in comune ai due circuiti di entrata e di uscita.

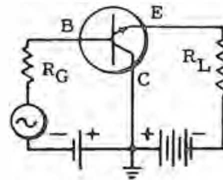
Anche in questo caso, l'impiego nel circuito di A, di un transistore NPN in sostituzione del tipo PNP comporta le medesime differenze già citate a proposito della figura 10 V in A.

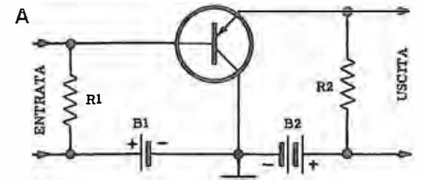
Con collettore a massa

Nel circuito illustrato in **A** della **figura 12 V**, osserviamo che l'elettrodo che presenta la minore impedenza verso massa è « il collettore », e che il segnale di ingresso viene applicato tra il collettore stesso e la base, mentre quello di uscita viene prelevato tra il collettore e l'emettitore.

È dunque logico che il collettore venga ad essere in comune ai due circuiti di ingresso e di uscita.

Il circuito in B della figura rappresenta l'equivalente a valvola; in esso la placca (il cui compito è analogo a quello del collettore) risulta a massa agli effetti del segnale.





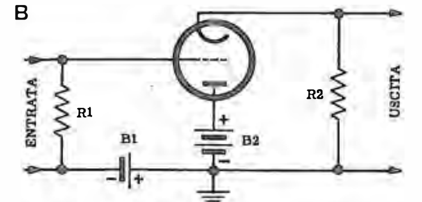


Fig. 12 V - Analogia tra impiego del transistore (NPN e PNP) con configurazione circuitale « collettore a massa » e impiego di valvola che presenta — ai fini del segnale — la placca a massa.

Polarizzazioni

Agli effetti della esatta polarizzazione di un transistore funzionante come amplificatore in classe A, indipendentemente dal tipo di circuito in cui esso viene impiegato — ossia dall'elettrodo che presenta la minima impedenza verso massa nei confronti del segnale — occorre dare **due polarizzazioni** alle due coppie di elettrodi (base-emettitore e base-collettore) che risultino diretta ed inversa, rispettivamente.

Alle figure 10 V, 11 V e 12 V abbiamo già messo implicitamente in evidenza uno dei metodi adatti ad ottenere l'esatta polarizzazione in ogni singolo caso, in riferimento alla polarità delle batterie visibili nei tre circuiti citati.

Dobbiamo chiarire che ciò che indichiamo qui, ed in seguito, con **batteria** non va inteso come vera e propria batteria di pile o accumulatori, bensì come **fonte di alimentazione**. Ciò vale an-

che per la rappresentazione grafica, ossia per gli schemi illustrativi.

Esistono però anche altri sistemi, mediante i quali, anche con una sola sorgente di tensione, è possibile ottenere il risultato voluto.

Esaminiamo ora in dettaglio i diversi metodi.

Per circuito con emettitore a massa

Per applicare le dovute tensioni di polarizzazione ad un transistore funzionante con emettitore a massa, disponendo di due sorgenti separate di tensione, esistono due sistemi: il sistema già illustrato alla figura 10.V, che viene usato se si desidera che l'emettitore sia a massa, tanto nei confronti delle tensioni continue, che nei confronti delle tensioni alternate del segnale, e il sistema di **figura 13 V** in **A**, se invece si desidera che l'emettitore sia a massa facendo in modo che la polarizzazione emettitore-base si sommi alla polarizzazione emettitore-collettore.

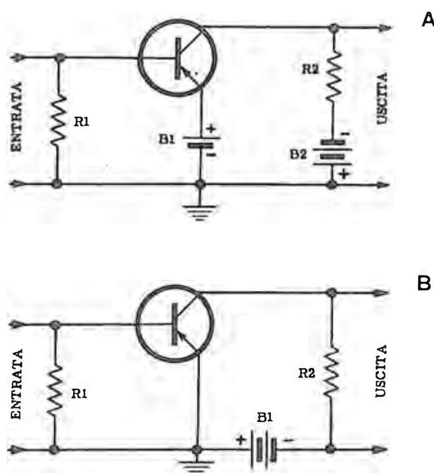


Fig. 13 V - La polarizzazione emettitore-base è ottenuta, in A, con una batteria (B1) e quella base-collettore con un'altra batteria (B2). Lo schema in B mostra come, nello stesso schema (emettitore a massa) si può impiegare un'unica batteria per entrambe le polarizzazioni.

Un transistore funzionante con emettitore a massa può anche essere polarizzato in modo appropriato con l'impiego di una sola batteria di alimentazione (figura 13 V in **B**).

In tal caso, l'unica batteria presente nel circuito provvede a creare essa stessa la necessaria polarizzazione inversa tra base e collettore.

Per comprendere perfettamente il motivo per cui si produce la polarizzazione diretta tra emettitore e base, sebbene la sola batteria presente sia collegata tra l'emettitore ed il collettore, è necessario riferirci alla struttura interna del transistore, ed a ciò che concerne il passaggio dei portatori di corrente attraverso le molecole del cristallo.

Abbiamo stabilito in precedenza che, in un transistore PNP, affinché la polarizzazione tra base ed emettitore sia in senso diretto, è necessario che alla base venga applicato un potenziale « negativo » rispetto all'emettitore.

D'altra parte, sappiamo anche che il collettore viene ad avere il massimo potenziale « negativo » rispetto all'emettitore: di conseguenza, quest'ultimo assume ovviamente il « massimo potenziale positivo ».

Sappiamo anche che la base è posta tra gli altri due elettrodi, e che — di conseguenza — viene ad assumere automaticamente un potenziale intermedio.

Da tutto ciò deriva che la base risulta meno positiva dell'emettitore, è meno negativa del collettore, tanto quanto basta per essere appunto negativa rispetto all'emettitore, ciò che soddisfa la condizione necessaria relativa alla polarizzazione diretta della giunzione.

Più avanti ci occuperemo del passaggio di corrente attraverso il collegamento di base. Per ora — tuttavia — occorre rilevare che l'ampiezza della tensione che si sviluppa tra l'emettitore e la base deve essere molto piccola rispetto a quella che si sviluppa invece tra il collettore e la base.

Internamente al transistore, le due giunzioni PN ed NP si comportano esattamente come un comune partitore di tensione: la giunzione costituita dal collettore e dalla base — infatti — presenta un alto valore resistivo (data la polarizzazione inversa), per cui ai suoi capi si sviluppa una tensione elevata.

Per contro, la giunzione base-emettitore, polarizzata in senso diretto, costituisce un valore resistivo molto inferiore: ai suoi capi, pertanto, si produce una bassa differenza di potenziale, come è appunto necessario.

Per circuito con base a massa

Per far funzionare un transistore nel circuito con base a massa, alimentandolo con una sola batteria, come illustrato alla **figura 14 V**, è necessario ricorrere ad un partitore di tensione.

La polarizzazione collettore-base è applicata direttamente alla batteria presente nel circuito relativo (in serie).

Dal momento che il transistore ivi impiegato è del tipo PNP, la polarizzazione inversa è ottenuta rendendo il collettore « negativo » rispetto alla base.

La polarizzazione diretta tra base e collettore, dato il tipo di transistore, implica la necessità che la base sia « negativa » rispetto all'emettitore.

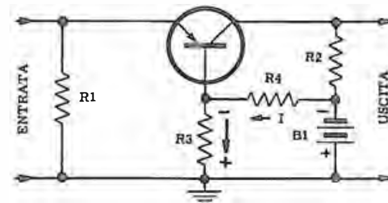


Fig. 14 V - Anche in uno stadio con base a massa può essere impiegata una sola batteria per le due polarizzazioni, anziché due batterie come si è osservato in figura 11 V. Le resistenze R4-R3 formano un partitore di tensione che determina il valore di polarizzazione della base.

Ciò viene appunto ottenuto grazie alla presenza del partitore di tensione costituito dalle resistenze « R3 » ed « R4 ».

La corrente di elettroni (« I ») proveniente dalla batteria percorre le suddette resistenze nella direzione indicata dalle frecce. Il passaggio fa sì che ai capi di « R3 » si manifesti una caduta di tensione avente la polarità indicata.

Tale caduta di tensione determina sulla base la presenza di un potenziale « negativo » rispetto a quello applicato all'emettitore.

Per circuito con collettore a massa

Per applicare le dovute tensioni di polarizzazione ad uno stadio di questo tipo, usufruendo di due sorgenti separate di alimentazione, esistono tre metodi diversi: uno di essi è già stato illustrato alla figura 12 V.

Il secondo ed il terzo sono illustrati alle **figure 15 V** e **16 V**.

Secondo ciascun metodo, le due batterie provvedono ad applicare le necessarie polarizzazioni, e precisamente « diretta » tra emettitore e base, ed « inversa » tra base e collettore.

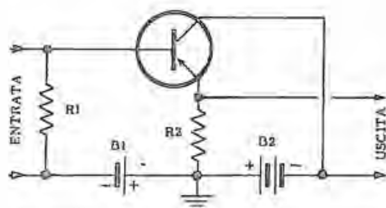


Fig. 15 V - Per polarizzare uno stadio con collettore a massa, oltre alla disposizione già vista in figura 12 V può essere impiegata quest'altra configurazione nella collocazione delle due batterie.

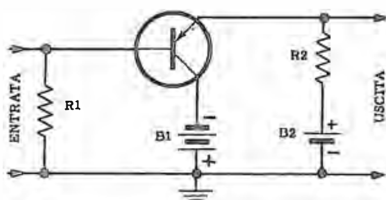


Fig. 16 V - Anche questa disposizione è valida per polarizzare — sempre mediante due batterie — uno stadio con collettore a massa.

Ovviamente, come già abbiamo visto in diversi altri casi, dovendo usare un transistore del tipo NPN, entrambe le batterie devono risultare invertite.

Lo stadio amplificatore con collettore a massa — tuttavia — può essere polarizzato anche con una sola batteria, come nel circuito di **figura 17 V**.

La polarizzazione « inversa » tra base e collettore è dovuta direttamente alla batteria. La polarizzazione « diretta » tra emettitore e base dipende anche in questo caso dalla struttura interna del transistore, e ciò in dipendenza dei fenomeni già considerati a proposito della figura 13 V in B.

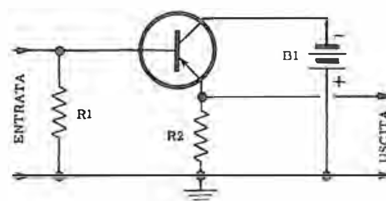


Fig. 17 V - Il circuito « collettore a massa » può essere polarizzato con un'unica batteria che provvede nei riguardi base-collettore mentre per base-emettitore agisce la struttura interna del transistore.

Relazioni di fase

Stadio con emettitore a massa

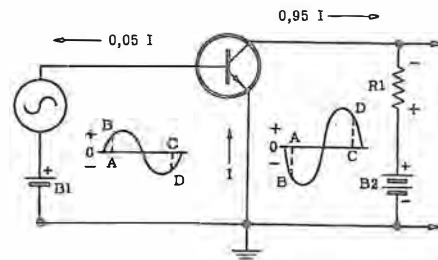


Fig. 18 V - Circuito illustrante le direzioni in cui scorrono le correnti, nonché le relazioni di fase tra i segnali di ingresso e quelli di uscita, in uno stadio amplificatore a transistore con emettitore a massa. Si osservi lo sfasamento tra i due segnali, e la diversa ampiezza dei medesimi.

La direzione di scorrimento della corrente nei diversi circuiti di uno stadio amplificatore realizzato con un transistore NPN collegato con emettitore a massa è illustrata nella **figura 18 V** dalle frecce.

In precedenza, ci siamo già occupati del passaggio di corrente dall'emettitore al collettore attraverso la base.

Prima di procedere, desideriamo però mettere in evidenza ancora una volta che se si trattasse di un transistore del tipo PNP, occorrerebbe invertire la polarità delle due batterie di polarizzazione: ciò, tuttavia, non comporterebbe alcuna differenza agli effetti delle relazioni di fase tra i segnali di ingresso e di uscita, di cui stiamo per occuparci.

Prendiamo in considerazione l'istante in cui il segnale di ingresso di figura 18 V (a sinistra) ha l'ampiezza e la fase individuate dal tratto « AB ».

In tali condizioni, la polarità del segnale è tale da « sommarsi » alla tensione di polarizzazione fornita dalla batteria che polarizza la base nei confronti dell'emettitore, e ciò in quanto le due tensioni sono in serie.

Di conseguenza, la polarizzazione effettiva in quell'istante è **maggiore di quella che sussisterebbe in assenza di segnale**, il che comporta — naturalmente — un aumento della corrente totale (« I »).

Le correnti di base e di collettore aumentano di una quantità corrispondente.

L'aumento di intensità di corrente attraverso la resistenza di carico « R1 » fa sì che il terminale superiore di quest'ultima diventi più negativo (o per meglio dire, meno positivo) rispetto al terminale inferiore.

Tale effetto è raffigurato dal tratto « AB » del segnale di uscita, rappresentato a destra della figura in maggiori dimensioni, per significare l'amplificazione subita dal segnale stesso.

Confrontando tra loro i due segnali (di ingresso e di uscita), si può notare che durante l'intero semiperiodo in cui il segnale di ingresso varia il campo positivo, il segnale di uscita varia invece il campo negativo.

Consideriamo ora un altro istante, nel quale il segnale di ingresso assume l'ampiezza e la polarità individuate dal tratto « CD », sempre in figura 18 V.

In tal caso, l'ampiezza del segnale di ingresso, che è di polarità opposta alla tensione di polarizzazione, « si sottrae » da questa, diminuendola.

La diminuzione del potenziale di polarizzazione che in tal modo risulta applicato provoca — a sua volta — una diminuzione della corrente che scorre nel circuito dell'emettitore.

Come nel caso precedente, anche le correnti di base e di collettore variano di un ammontare corrispondente, ma questa volta diminuiscono.

La diminuzione di intensità della corrente che scorre attraverso la resistenza di carico « R1 » determina l'effetto illustrato dalla polarità, ossia dalla direzione, del tratto « CD » del segnale di uscita, rappresentato a destra.

Ciò dimostra che, durante l'intero semiperiodo in cui il segnale di ingresso varia in campo negativo, diminuendo la polarizzazione di base, il segnale di uscita varia invece in campo positivo.

Questa breve analisi illustra che, come accade in una valvola termoionica, i segnali di ingresso e di uscita di uno stadio a transistore funzionante con emettitore a massa **sono tra loro di fase opposta.**

Stadio con base a massa

La direzione di scorrimento della corrente nei diversi circuiti di uno stadio amplificatore realizzato con un transistore NPN collegato con base a massa è illustrata alla **figura 19 V** dalle frecce.

Come abbiamo già stabilito in altra occasione, la corrente che scorre nel circuito del collettore ammonta ad una quantità variabile dal 92 al 98 per cento dell'intensità della corrente che scorre nel circuito dell'emettitore.

La percentuale restante scorre attraverso il circuito di base.

Nel circuito al quale ci riferiamo, la corrente totale è sempre rappresentata dalla lettera « I ».

Premettiamo che — a titolo di esempio, e per maggior chiarezza — partiamo dal presupposto che il 95 per cento della corrente dell'emettitore riesca a raggiungere il collettore, (0,95 I): di conseguenza, solo il 5 per cento della corrente totale (0,05 I) scorre nel circuito di base.

Le forme d'onda del segnale visibili alla figura 19 V sono riferite alla sola « tensione » del segnale.

A sinistra abbiamo l'andamento del segnale di ingresso prodotto dal generatore presente in serie al circuito dell'emettitore: a destra abbiamo invece il segnale di uscita che si manifesta ai capi della resistenza di carico « R1 ».

Consideriamo ora l'istante in cui il segnale di ingresso ha l'ampiezza individuata dal tratto « AB », e quindi una polarità tale da contrastare la polarizzazione diretta che sussiste tra la base e l'emettitore, ossia da « sottrarsi » ad essa.

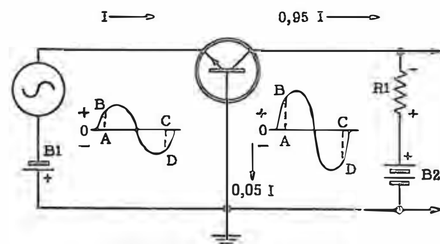


Fig. 19 V - Le relazioni di fase e lo scorrimento delle correnti in un circuito del tipo « base a massa ». Nei confronti di quanto si è visto in figura 18 V si può osservare qui che il segnale in uscita presenta la stessa fase che ha in entrata. L'ampiezza è maggiore anche qui perché anche in questo caso la tensione risulta amplificata.

Dal momento che la polarizzazione subisce una diminuzione, anche la corrente totale (« I ») diminuisce in modo corrispondente.

Ciò comporta anche una riduzione delle correnti di base e di collettore, per cui la caduta di tensione presente ai capi della resistenza di carico « R1 » subisce del pari una riduzione.

In conseguenza di ciò, il terminale superiore di « R1 » diventa meno negativo (ossia più positivo) di quello inferiore, come è dimostrato dalla direzione e dall'altezza del tratto « AB » corrispondente nel segnale di uscita.

Ciò dimostra che, durante l'intero semiperiodo in cui il segnale di ingresso varia in campo positivo — diminuendo così la polarizzazione diretta base-emettitore — il semiperiodo corrispondente del segnale di uscita varia anch'esso in campo positivo.

Consideriamo ora un secondo istante, nel quale il segnale di ingresso assuma la polarità e l'ampiezza individuate dal tratto « CD », « sommandosi » — in tal caso — alla polarizzazione diretta applicata fra la base e l'emettitore.

In tali condizioni, la suddetta polarizzazione aumenta, determinando così conseguenze contrarie a quelle testé considerate.

La corrente totale « I », infatti, aumenta a causa dell'aumento corrispondente delle correnti di base e di collettore.

L'aumento della corrente di collettore determina un aumento della caduta di tensione presente ai capi della resistenza di carico « R1 », per cui il terminale superiore di quest'ultima assume un potenziale più negativo (ossia meno positivo) di quello inferiore.

Ciò è messo in evidenza dall'ampiezza e dalla direzione del tratto « CD » corrispondente, nel segnale presente all'uscita del circuito.

In tal modo si dimostra che, durante l'intero semiperiodo in cui il segnale di ingresso varia in campo negativo — aumentando così la polarizzazione base-emettitore — il segnale presente in uscita varia con la medesima fase.

Dall'analisi ora compiuta, appare evidente che, in un transistore funzionante come amplificatore con base a massa, i segnali di ingresso e di uscita **sono tra loro in fase**, ossia non si rileva tra di essi alcuno sfasamento.

Stadio con collettore

La direzione di scorrimento della corrente in un transistore NPN funzionante con collettore a massa è illustrata dalle frecce alla **figura 20 V.**

Consideriamo l'istante in cui il segnale di ingresso assume l'ampiezza e la polarità individuale del tratto « AB » nella rappresentazione grafica della sua forma (a sinistra).

La polarità, come si può osservare, è tale da « sommarsi » alla polarizzazione diretta, per cui questa aumenta, aumentando in modo corrispondente la corrente totale (« I »), e di conseguenza la corrente di base e di collettore.

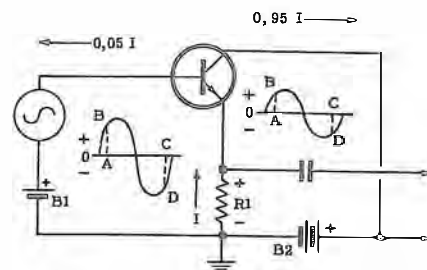
L'aumento della corrente di collettore determina a sua volta un aumento della caduta di tensione che si presenta ai capi della resistenza di carico « R1 ».

Il suo terminale superiore assume perciò un potenziale più positivo (ossia meno negativo) di quello inferiore. Ciò è rappresentato dall'ampiezza e dalla direzione del tratto corrispondente « AB » nella rappresentazione grafica della forma d'onda del segnale di uscita.

È dunque chiaro che, durante l'intero semiperiodo in cui il segnale di ingresso varia in campo positivo, il segnale di uscita varia anch'esso in campo positivo.

Se invece il segnale di ingresso assume la polarità e l'ampiezza individuate dal tratto « CD », accade esattamente il contrario: la polarizzazione di base diminuisce, ciò che riduce la corrente totale, e quindi le correnti di base

Fig. 20 V - Nel circuito « collettore a massa » la tensione in uscita è inferiore a quella d'entrata; la fase non muta; le correnti assumono le direzioni indicate dalle frecce.



e di collettore.

Di conseguenza, diminuisce la caduta di tensione ai capi di « R1 », per cui il terminale superiore diventa più negativo di quello inferiore.

Ne deriva che, durante l'intero semiperiodo in cui il segnale di ingresso varia in campo negativo, il segnale di uscita varia anch'esso in campo negativo.

L'analisi ora compiuta dimostra che anche nello stadio con collettore a massa, non si ha sfasamento alcuno tra i segnali di ingresso e quelli di uscita. Essi risultano pertanto **in fase tra loro.**

Un'ultima ed importante considerazione nei confronti di quest'ultimo tipo di circuito è che, mentre alle figure 18 V e 19 V si nota che il segnale di uscita ha un'ampiezza maggiore di quello di ingresso, nel caso di figura 20 V (collettore a massa) si ha un segnale di **uscita di ampiezza minore.**

In altre parole, questo stadio determina un **guadagno negativo** ossia una **attenuazione.**

Amplificazione in Bassa Frequenza

Gli amplificatori di Bassa Frequenza, come abbiamo detto, vengono usati nelle apparecchiature di diffusione sonora all'aperto, negli impianti di registrazione e riproduzione del suono, nonché nei ricevitori per radio e televisione.

La gamma delle frequenze dei segnali che essi sono destinati ad amplificare si estende comunemente tra i valori estremi di 10 e di 20 000 hertz.

Esiste poi una categoria di amplificatori interessata a gamme assai più ampie (ed a distorsioni ridottissime) che è nota come « alta fedeltà » a volte, dall'inglese « Hight Fidelity » abbrevviata in « Hi-Fi ». Stante l'importanza assunta da questo settore, abbiamo previsto un esame più specifico in una lezione futura.

☆ ☆ ☆

Il circuito di ingresso di un amplificatore a transistori può assorbire corrente proveniente sia dal dispositivo di ingresso, sia dallo stadio che lo precede.

Sotto questo aspetto, ogni stadio amplificatore a transistore può essere considerato o come un amplificatore di corrente o come un amplificatore di potenza, funzionante ad un livello — rispettivamente di corrente o di potenza — superiore a quello dello stadio che lo precede, ed inferiore a quello dello stadio che lo segue.

Gli stadi preamplificatori, come già accennato, funzionano di solito con livelli di potenza dell'ordine dei micromicrowatt o dei microwatt.

Gli stadi pilota funzionano con livelli di potenza dell'ordine di centinaia di milliwatt, o di watt.

I suddetti livelli di potenza sono solo approssimativi; il tipo di apparecchiatura nella quale tali stadi vengono impiegati determina il livello di potenza del preamplificatore, dello stadio pilota, nonché dello stadio finale.

Le classi

Come nel caso degli amplificatori funzionanti a valvole, gli amplificatori a transistori possono funzionare in classe A, in classe B, in classe AB ed in classe C.

La classe A

Gli amplificatori in classe A funzionano lungo il tratto rettilineo delle curve caratteristiche di collettore. Lo stadio, inoltre, è polarizzato in modo tale che la corrente di collettore scorra con continuità durante l'intero ciclo elettrico del segnale di ingresso ed anche negli istanti in cui, eventualmente, il suddetto segnale di ingresso non sia presente.

Gli amplificatori di Bassa Frequenza funzionanti in classe A possono essere usati sia come stadi di amplificazione singoli, sia nelle applicazioni di amplificazione in controfase.

La classe B

Gli stadi amplificatori in classe B possono essere polarizzati sia in modo da ottenere l'interdizione della « corrente » di collettore, sia in modo da ridurre a zero la « tensione » di collettore.

Nel primo caso, la corrente di collettore è presente solo durante il semiperiodo del segnale di ingresso che « agevola » la polarizzazione in senso diretto.

Questo metodo di polarizzazione è quello di impiego più diffuso, in quanto determina un maggior rendimento agli effetti della potenza.

Quando la polarizzazione è invece tale da ridurre a zero la tensione di collettore, si ha il passaggio di una intensa corrente di collettore quando non è presente il segnale di ingresso. Quasi l'intera tensione di alimentazione del collettore risulta presente ai capi della resistenza di carico del collettore stesso.

In tali condizioni la dissipazione di potenza da parte del transistore è pari a zero, e ciò in quanto — come ben sappiamo — il valore della potenza dissipata è dato dal « prodotto tra la corrente e la tensione » di collettore.

La tensione di collettore subisce delle variazioni solo durante il semiperiodo del segnale di ingresso che si oppone alla polarizzazione in senso diretto.

Questo sistema di polarizzazione viene impiegato raramente, in quanto l'elevata dissipazione di potenza nella resistenza di carico del collettore, che si verifica in assenza del segnale di ingresso, determina un basso rendimento agli effetti della potenza.

Inoltre, negli istanti in cui la corrente di collettore raggiunge una intensità elevata, il rapporto di trasferimento in senso diretto (α_{fb}) risulta ridotto in modo apprezzabile.

Gli amplificatori funzionanti in classe B devono necessariamente funzionare in circuiti « push-pull » per porre rimedio alla notevole distorsione con la quale il segnale di ingresso viene riprodotto in uscita.

La classe AB

Gli stadi amplificatori funzionanti in classe AB possono essere polarizzati in modo tale che, o la corrente di collettore, o la tensione di collettore risultino pari a zero per « meno » di un semiperiodo del segnale di ingresso.

Per il resto, quanto si è detto a proposito delle caratteristiche di funzionamento degli stadi funzionanti in classe B, vale anche per gli stadi funzionanti in classe AB.

La classe C

Gli stadi amplificatori funzionanti in classe C possono essere polarizzati in modo tale che o la corrente di collettore, o la tensione di collettore risultino pari a zero per « più » di un semiperiodo del segnale di ingresso.

Gli stadi amplificatori di questo tipo, sia nella versione singola, ossia con funzionamento asimmetrico rispetto a massa, che in versione doppia in controfase, non possono mai essere usati per l'amplificazione di Bassa Frequenza, in quanto il funzionamento avviene con una notevole distorsione, in entrambi i casi, del segnale di ingresso.

Preamplificazione

I preamplificatori sono stadi a basso livello, che seguono immediatamente i trasduttori a basso livello di uscita, come — ad esempio — i microfoni, i rivelatori per apparecchi acustici di protesi, le testine di riproduzione, i fotodiodi, ecc.

La caratteristiche più importanti dei preamplificatori sono il rapporto segnale-rumore (fattore rumore, di cui diremo tra breve), i valori dell'impedenza di ingresso e di uscita, ed il responso richiesto nei confronti della frequenza.

Il fattore di rumore

La qualità di un amplificatore nei confronti del rumore è indicata dal cosiddetto « fattore di rumore ».

Tale fattore, indicato dalla sigla F_o, viene determinato misurando il rapporto che sussiste tra i valori di potenza del segnale e del rumore all'ingresso dell'amplificatore stesso (S_i/N_i) ed il rapporto che sussiste tra i valori di potenza del segnale e del rumore all'uscita (S_o/N_o).

Il fattore rumore vero e proprio equivale al quoziente tra il rapporto segnale-rumore di ingresso, ed il rapporto segnale-rumore di uscita; ciò può essere espresso in forma matematica come segue:

$$F_o = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o}$$

Più piccolo è il valore numerico di questo rapporto, migliore è la qualità dello stadio amplificatore.

Il fattore rumore di un amplificatore impiegante un determinato transistore subisce prin-

cipalmente l'influenza del punto di funzionamento, della resistenza interna della sorgente di segnale, nonché della frequenza del segnale che deve essere amplificato, come ora vedremo.

Facciamo presente che il fattore rumore può essere espresso in decibel calcolando il logaritmo del suo valore numerico normale.

Il punto di funzionamento

Il punto di funzionamento viene determinato dal valore della corrente di base o di emettitore in assenza di segnale, e dalla tensione di collettore.

L'effetto di diversi valori della corrente di emettitore e della tensione di collettore sul fattore rumore di un amplificatore tipico a transistore è illustrato alla **figura 21 V**.

Le curve indicano che, per un dato transistore, è possibile ottenere un basso fattore rumore facendo funzionare il transistore con una corrente di emettitore inferiore ad un milliampère, e con una tensione di collettore inferiore a due volt.

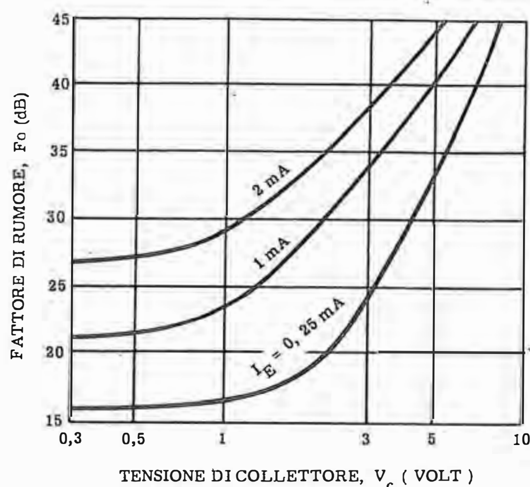


Fig. 21 V - Andamento del « fattore di rumore » per tre diversi valori della corrente di emettitore (I_E) in relazione alla tensione applicata al collettore. Il « rumore » aumenta notevolmente al crescere della tensione di collettore dopo i valori bassi iniziali.

Si noti che, aumentando la tensione di collettore (quando già trovasi ai valori più alti), si aumenta il fattore rumore molto più rapidamente che non facendo aumentare la correntê di emettitore.

Resistenza interna della fonte di segnale

Come si è detto, anche la resistenza interna della sorgente di segnale esercita una certa influenza sul valore risultante del fattore rumore.

La curva illustrata alla **figura 22 V** indica che il fattore rumore relativo ad un dato tipo di transistore può essere contenuto entro valori bassi adottando un valore della resistenza interna della sorgente di segnale compreso tra 100 e 3 000 ohm.

Frequenza del segnale

La **figura 23 V** illustra la variazione del fattore rumore corrispondente all'aumento della fre-

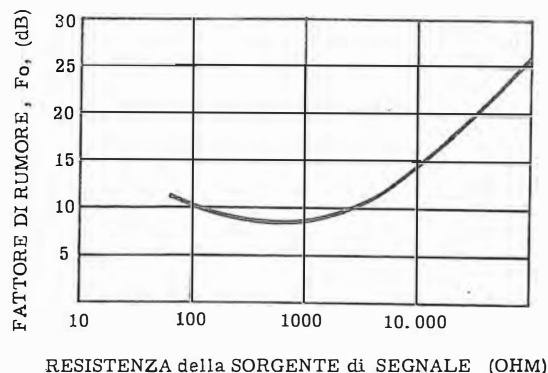


Fig. 22 V - La resistenza interna della sorgente di segnale ha influenza sul fattore rumore secondo un andamento che questa curva mette in evidenza. Nel caso esemplificato il miglior valore di resistenza si colloca, come si vede, tra 100 e 3 000 ohm.

quenza del segnale di ingresso.

In corrispondenza di frequenze molto basse, il fattore rumore ha un valore elevato. Mano a mano che la suddetta frequenza aumenta, il fattore rumore continua a migliorare fino ad una frequenza massima di 50 kHz, dopo di che comincia nuovamente ad aumentare, lentamente.

Osservando tale curva, non è difficile dedurre che gli stadi amplificatori per corrente con-

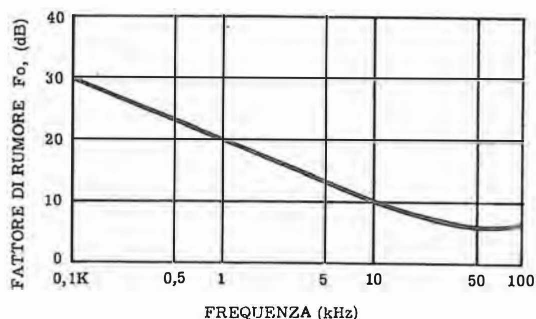


Fig. 23 V - Grafico che illustra la variazione del fattore di rumore in funzione della frequenza del segnale di ingresso. Si noti che in corrispondenza di frequenze molto basse il fattore di rumore ha un valore elevato. Mano a mano che la frequenza aumenta, il fattore di rumore continua a migliorare fino ad una frequenza di 50 kHz, nel caso preso ad esempio, iniziando poi lentamente a risalire verso valori superiori.

tinua caratterizzati da un basso fattore rumore, sono difficili da progettarsi.

L'impedenza d'ingresso

Con bassa impedenza della fonte

Se uno stadio preamplificatore deve essere eccitato tramite una sorgente di segnale a bassa resistenza interna, è possibile usare sia un circuito con base a massa, sia un circuito con emettitore a massa.

Il primo tipo di circuito (base a massa) è caratterizzato da una impedenza di ingresso solitamente compresa tra 30 e 150 ohm; il secondo circuito (emettitore a massa) ha invece una impedenza di ingresso normalmente compresa tra 500 e 1 500 ohm.

Con alta impedenza della fonte

Sebbene non sia di solito opportuno ricorrere ad una sorgente di segnale caratterizzata da una elevata resistenza interna, e ciò, come si è detto, a causa dell'elevato fattore rumore che ne deriva, tale provvedimento diventa necessario se si usa come sorgente di segnale un dispositivo come, ad esempio, un fonorivelatore a cristallo.

In tal caso, è necessario usare anche uno stadio preamplificatore ad elevata resistenza di ingresso.

Per avere un valore elevato dell'impedenza di ingresso, è possibile adottare tre diversi tipi di circuito, senza ricorrere all'impiego di un trasformatore.

Ci riferiamo al circuito con collettore a massa illustrato alla **figura 24 V**, al circuito con emettitore a massa, illustrato alla **figura 25 V** (nel quale figura una resistenza R_s in serie al circuito di ingresso), ed al circuito con controreazione, sempre del tipo con emettitore a massa, illustrato alla **figura 26 V**.

Nel circuito con collettore a massa

La resistenza di ingresso di uno stadio con collettore a massa è di valore elevato, e ciò a causa dell'alto valore della tensione negativa di controreazione presente nel circuito emettitore-base (vedi figura 24 V).

Con l'aumentare della tensione di ingresso, la tensione in opposizione che si sviluppa ai capi della resistenza di carico R_c riduce sostanzialmente la tensione presente ai capi della giunzione base-emettitore.

In seguito a tale azione, la corrente richiesta alla sorgente di segnale resta ad un valore di intensità basso.

Per la legge di Ohm, è noto che quando si ha una bassa intensità di corrente provocata da una tensione relativamente elevata, ciò significa che la resistenza del circuito è di valore alto.

Se si usa una resistenza di carico di 500 ohm, la resistenza di ingresso di un transistore tipico sarà superiore a 20 000 ohm.

Lo svantaggio del circuito con collettore a massa, tuttavia, risiede nel fatto che, per piccole variazioni di intensità della corrente assorbita dallo stadio successivo, si hanno notevoli variazioni del valore della resistenza di ingresso.

Con emettitore a massa ed R in serie

Il valore resistivo presente tra base ed emettitore (rappresentato da r_i alla figura 25 V), per un certo tipo di transistore, è di circa 2 000 ohm se si usa una resistenza di carico (R_c) di 500 ohm.

Per ottenere una resistenza di ingresso totale (r_{in}) pari a 20 000 ohm, è possibile collegare

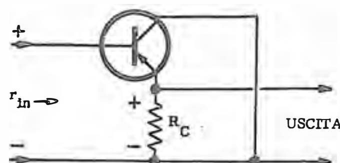


Fig. 24 V - Il circuito di amplificazione qui rappresentato, con collettore a massa, presenta una resistenza di ingresso particolarmente elevata.

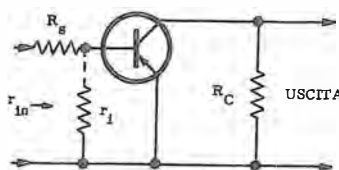


Fig. 25 V - Anche il circuito con emettitore a massa presenta una resistenza d'entrata alta; inserendo R_s si può elevare il valore in questione.

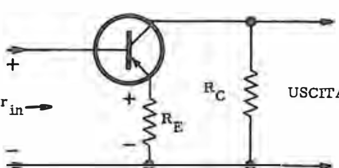


Fig. 26 V - Nel circuito con emettitore a massa, in serie all'emettitore, una resistenza (non shuntata) dà luogo ad una azione di controreazione col segnale entrante, ciò che aumenta il valore dell'impedenza d'entrata.

una resistenza (R_s) di 18 000 ohm in serie alla resistenza base-emettitore (r_i).

Questo circuito presenta il vantaggio rispetto al circuito con collettore a massa che la resistenza totale di ingresso, determinata principalmente dal valore della resistenza in serie R_s, resta relativamente costante anche nonostante le eventuali notevoli variazioni dei parametri del transistore, o le variazioni di intensità della corrente assorbita ad opera dello stadio successivo.

Tuttavia, l'inconveniente di questo tipo di circuito, oltre a quello di una lieve diminuzione del guadagno di corrente, risiede nell'elevato valore della resistenza del circuito di base.

Ciò ha per conseguenza una scarsa stabilità della polarizzazione, sempre che la relativa tensione sia applicata al transistore attraverso la suddetta resistenza.

Con emettitore a massa e controreazione

Se nel circuito di emettitore di un transistore funzionante con emettitore a massa si inserisce una resistenza (R_E) non « shuntata » da alcuna capacità, così come illustrato alla figura 26 V, la tensione di segnale che viene a prodursi ai suoi capi risulta in opposizione di fase rispetto alla tensione del segnale di ingresso.

Come nel caso del circuito con collettore a massa, questa tensione negativa di controreazione determina un aumento della resistenza di ingresso.

Senza la presenza della resistenza non « shuntata » nel circuito dell'emettitore, la resistenza di ingresso di questo stadio con emettitore a massa sarebbe di 2 000 ohm, sempre che la resistenza di carico (R_c) fosse di 500 ohm.

Se la suddetta resistenza in serie all'emettitore ha un valore di 500 ohm, e la resistenza di carico R_c ha anch'essa tale valore, la resistenza di ingresso del circuito con emettitore a massa e con controreazione raggiunge il valore di 20 000 ohm.

In pratica, il circuito controreazionato è eguale al circuito con emettitore a massa e con resistenza in serie, di cui si è detto prima. Tuttavia, il vantaggio di questo secondo circuito risiede nel fatto che la resistenza presente in serie all'emettitore agisce da limitatrice della corrente che scorre nel circuito relativo, per cui contribuisce a stabilizzare la polarizzazione.

Accoppiamento tra stadi

L'accoppiamento del segnale tra uno stadio a transistori ed un altro viene realizzato mediante circuiti del tipo a resistenza e capacità (vedi **figura 27 V**), mediante circuiti a trasformatore (**figura 28 V**), mediante circuiti ad impedenza e capacità (**figura 29 V**), ed infine mediante collegamenti diretti (**figura 30 V**).

Vediamo ora quali siano i vantaggi, gli inconvenienti, le caratteristiche di responso alla frequenza e le applicazioni di questi diversi metodi di accoppiamento tra gli stadi.

Facciamo intanto rilevare come il guadagno di corrente, di tensione e di potenza di un transistore può essere variato generalmente mediante l'impiego di resistenze variabili collocate appunto nei detti circuiti di accoppiamento.

Normalmente, per indicare una resistenza variabile cui è conferito il compito in questione, si usa l'espressione di « controllo di guadagno ». Nei confronti degli amplificatori di Bassa Frequenza, tale controllo assume a volte il ruolo di « controllo di volume ».

Accoppiamento a resistenza - capacità

Il circuito RC illustrato alla figura 27 V (entro le linee tratteggiate) usato tra due stadi a transistori consiste di una resistenza di carico di collettore (R1) per il primo stadio, di un condensatore di blocco della corrente continua (C1), e di una resistenza di ritorno per la corrente continua (R2), nei confronti dell'elemento di ingresso del secondo stadio.

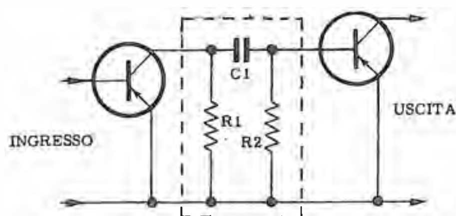


Fig. 27 V - L'accoppiamento tra stadî a resistenza-capacità (correntemente, detto RC) è uno tra i più usati negli stadi a basso livello di potenza; esso è economico nella realizzazione e poco critico nella scelta dei valori.

1) A causa della dissipazione di potenza in corrente continua, che si verifica nella resistenza di carico di collettore, il rendimento (rapporto tra la potenza utile in alternata disponibile in uscita, e la potenza in corrente continua dissipata dallo stadio agli effetti dell'alimentazione) di uno stadio ad accoppiamento RC è piuttosto basso.

2) Il condensatore C1, come si è detto, evita che la tensione continua presente sul collettore del primo stadio possa risultare applicata al terminale di ingresso dello stadio successivo.

   Per evitare una forte caduta di tensione del segnale ai capi del suddetto condensatore di blocco, la sua reattanza deve essere piccola in rapporto all'impedenza di ingresso dello stadio successivo, che si trova in serie ad esso, e dal momento che la resistenza di ingresso di quest'ultimo è bassa (generalmente inferiore a 1 000 ohm), il valore capacitivo deve essere assai elevato.

   Tuttavia, a causa del valore basso delle tensioni di esercizio, le dimensioni fisiche della capacità alla quale ci riferiamo possono essere ridotte.

Il valore della resistenza di ritorno è solitamente compreso tra 7 e 15 volte quello della resistenza di ingresso dello stadio che segue.

Questo rapporto viene scelto per evitare che la corrente di segnale risulti « shuntata » ai capi del circuito di ingresso dello stadio che segue.

Il limite superiore del valore di questa resistenza dipende da considerazioni relative alla stabilizzazione termica della polarizzazione.

Le frequenze molto basse, di cui si è detto, vengono attenuate ad opera della capacità di accoppiamento, la cui reattanza aumenta col diminuire della frequenza stessa.

D'altro canto, il responso del transistore alle frequenze elevate è limitato dall'effetto di « shunt » della capacità che sussiste tra collettore ed emettitore del primo stadio, e dalla capacità che sussiste tra base ed emettitore dello stadio successivo.

Con i transistori, è di comune impiego il sistema di accoppiamento a resistenza e capacità. Esso permette di ottenere un guadagno elevato, una economia nella realizzazione del circuito, ed un minimo ingombro.

Adottando le resistenze limitatrici di emettitore, e l'auto-polarizzazione, è possibile ottenere anche una buona stabilità termica della polarizzazione.

L'accoppiamento RC viene usato diffusamente negli amplificatori di Bassa Frequenza, come ad esempio nei preamplificatori a basso livello ed a basso rumore, fino a stadi amplificatori ad alto livello che costituiscono gli stadi finali.

L'impiego dell'accoppiamento RC nelle apparecchiature alimentate a batterie è circoscritto ai casi in cui sono in gioco basse potenze, ciò allo scopo di limitare il consumo della corrente erogata dalle batterie stesse.

Accoppiamento a trasformatore

La figura 28 V illustra un circuito di amplificazione nel quale l'accoppiamento è del tipo a trasformatore.

L'avvolgimento primario del trasformatore T1 (comprendendo il carico a corrente alternata riflesso dal secondario) costituisce l'impedenza di carico di collettore del primo stadio.

L'avvolgimento secondario del trasformatore T1 introduce il segnale a corrente alternata nel circuito di base, ed agisce anche da circuito di ritorno per la base stessa.

Il basso valore di resistenza del circuito di base contribuisce alla stabilizzazione termica del punto di lavoro. Con una resistenza di smorzamento in serie all'emettitore, il fattore di stabilità di corrente è ideale.

Dal momento che non esiste una resistenza di carico del collettore che dissipi potenza, il rendimento in potenza di uno stadio amplificatore a transistore con accoppiamento a trasformatore si approssima al valore teorico massimo del 50 per cento.

Per questo suo alto rendimento l'amplificatore con accoppiamento a trasformatore è di comune impiego negli apparecchi portatili alimentati a batteria.

I trasformatori facilitano l'adattamento del carico all'uscita del transistore, e quello della sorgente di segnale all'ingresso del transistore successivo, ciò che consente di ottenere il massimo guadagno di potenza da parte dello stadio.

Il responso alla frequenza di uno stadio con accoppiamento a trasformatore non è così buono come quello di uno stadio con accoppiamento RC.

La reattanza in parallelo dell'avvolgimento primario nei confronti delle frequenze basse determina una riduzione del rendimento nei confronti di queste ultime. Inoltre, il responso alle frequenze elevate si riduce anch'esso a causa della capacità presente nel circuito di collettore, nonché a causa della reattanza dispersa che sussiste tra primario e secondario.

Oltre al mediocre responso alla frequenza, occorre considerare che i trasformatori sono più costosi, di maggiore peso ed ingombro, rispetto ai resistori ed ai condensatori necessari per realizzare un accoppiamento RC.

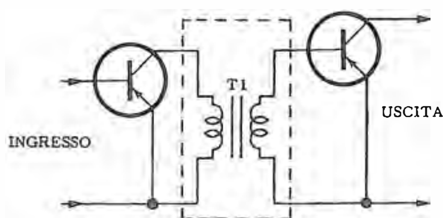


Fig. 28 V - L'accoppiamento a trasformatore è di alto rendimento ma il responso alla frequenza è limitato rispetto ad altri sistemi. Il costo è relativamente elevato; si presta al trasferimento di potenza.

Di conseguenza, l'impiego dei trasformatori per l'accoppiamento tra gli stadi è normalmente limitato a quelle applicazioni in cui si richiedono un alto rendimento ed una elevata potenza di uscita.

Accoppiamento ad impedenza

Un amplificatore con accoppiamento ad impedenza è simile a quello con accoppiamento a resistenza e capacità, illustrato alla figura 27 V, con la differenza che una o entrambe le resistenze risultano sostituite da una impedenza.

Uno dei circuiti di impiego più frequente è illustrato alla figura 29 V. In questo circuito, la resistenza di carico di collettore è stata sostituita da una impedenza.

Ciò consente un elevato rendimento agli effetti della potenza, in quanto risulta eliminata la dissipazione di potenza da parte del carico.

Il responso alle frequenze basse viene ridotto ad opera della reattanza in parallelo dell'avvolgimento.

Il responso alle frequenze elevate si riduce invece a causa della capacità parassita presente nel circuito del collettore.

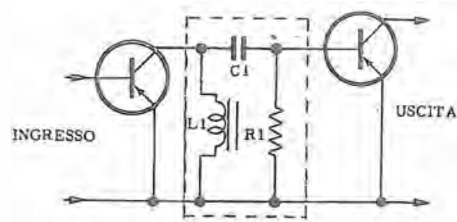


Fig. 29 V - L'accoppiamento ad impedenza può essere progettato (impiegando una o due « impedenze ») per mantenere alcuni vantaggi dell'accoppiamento a trasformatore e dell'accoppiamento a resistenza-capacità.

A differenza dello stadio con accoppiamento a trasformatore, l'amplificatore con accoppiamento ad impedenza e capacità non comporta perdite alle frequenze alte a causa della reattanza dispersa.

Il responso alla frequenza di uno stadio con accoppiamento ad impedenza è migliore di quello di uno stadio con accoppiamento a trasformatore, tuttavia non è altrettanto soddisfacente come quello di uno stadio del tipo RC.

Accoppiamento diretto

L'amplificatore ad accoppiamento diretto, illustrato alla figura 30 V, viene usato per l'amplificazione di segnali a corrente continua, nonché per l'amplificazione di segnali a frequenza molto bassa.

Nel circuito illustrato, si ha il collegamento diretto tra un transistore NPN ed un transistore PNP.

Se la corrente di collettore del primo stadio è di intensità maggiore della corrente di base del secondo stadio, è necessario collegare una resistenza di carico di collettore (R1) nel modo indicato.

Dal momento che nell'amplificatore ad accoppiamento indiretto sono necessari pochi componenti, è possibile realizzare una notevole economia.

Tuttavia, occorre considerare che il numero degli stadi che possono essere accoppiati direttamente è limitato.

Le variazioni di intensità della corrente di base che si verificano in uno stadio a causa delle variazioni di temperatura vengono amplificate da tutti gli stadi che seguono, il che provoca una grave instabilità termica.

Tale indesiderato comportamento limita l'impiego degli amplificatori ad accoppiamento diretto e suggerisce la soluzione di amplificare i segnali in c.c. in un amplificatore per c.a., previa opportuna « modulazione » dei medesimi mediante appositi circuiti di interruzione detti « chopper ».

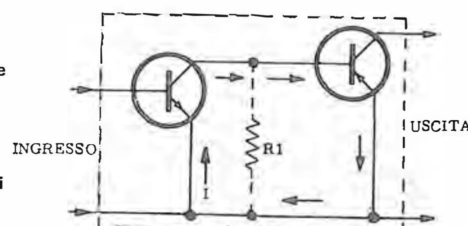


Fig. 30 V - L'accoppiamento diretto offre il pregio di consentire l'amplificazione a « corrente continua » o, meglio, a lenta variazione di intensità. Presenta l'inconveniente della deriva termica; è alla base dei transistori doppi noti come Darlington.

Necessità di invertire la fase

In un amplificatore, gli stadi pilota sono collocati immediatamente prima degli stadi finali di potenza.

La maggior parte degli stadi finali di potenza sono del tipo in controfase, e richiedono perciò, come già sappiamo, due segnali di ingresso, sfasati di 180° l'uno rispetto all'altro.

Le esigenze di fase per gli stadi del tipo a « push-pull » possono essere soddisfatte mediante l'impiego di un trasformatore interstadio che accoppia lo stadio pilota di tipo convenzionale allo stadio di uscita, provvisto di un secondario con presa centrale.

Per realizzare una maggiore economia, e per ottenere nel medesimo tempo un miglior responso alla frequenza, l'accoppiamento a trasformatore può non essere opportuno.

L'accoppiamento del tipo a resistenza e capacità (RC) è normalmente più economico, e consente — ripetiamo — un miglior responso alla frequenza.

Se si usa un accoppiamento del tipo RC tra lo stadio pilota e lo stadio finale in controfase, il suddetto stadio pilota deve provvedere alla necessaria inversione di fase, al fine di fornire due segnali di uscita, sfasati — come abbiamo accennato sopra — di 180° l'uno rispetto all'altro.

Gli invertitori di fase possono essere realizzati con un unico stadio (nel nostro caso, un solo transistore), oppure con due stadi (due transistori).

Invertitore a stadio unico

La **figura 31 V** rappresenta un invertitore di fase del tipo a carico suddiviso (transistore Q1) che pilota uno stadio d'uscita in controfase (transistori Q2 e Q3).

1) La corrente d'uscita del transistore Q1 scorre attraverso la resistenza di collettore R3 e la resistenza di emettitore R2.
Entrambe queste resistenze hanno il medesimo valore.
La resistenza R1 serve per dare alla base la corretta tensione di polarizzazione.

2) Quando il segnale da amplificare « si somma » alla polarizzazione diretta, cioè ha polarità tale da rendere la base più negativa, la corrente d'uscita I_o aumenta.
Questo incremento di corrente rende il lato superiore della resistenza R3 più « positivo » rispetto a massa, ed il lato superiore della resistenza R2 più « negativo » rispetto a massa.
Quando il segnale all'entrata « si sottrae » alla polarizzazione diretta, la corrente d'uscita diminuisce, dando luogo a variazioni di polarità ai capi delle resistenze R3 ed R2 opposte a quelle or ora indicate.

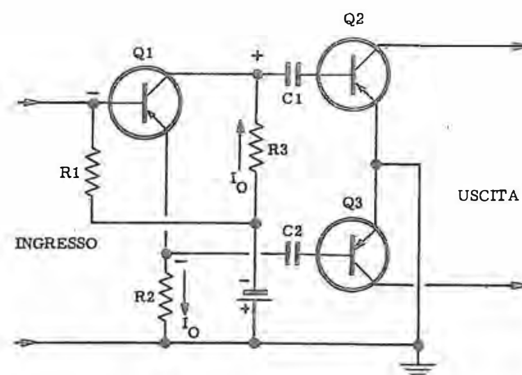


Fig. 31 V - Schema semplificato di circuito invertitore di fase a stadio unico del tipo a carico suddiviso (transistore Q1) che pilota col dovuto sfasamento di 180° uno stadio di uscita in controfase costituito dai transistori Q2 e Q3.

Ciò dà luogo quindi a due segnali d'uscita che sono reciprocamente sfasati di 180°.
Il segnale presente ai capi di R3 viene portato al circuito d'entrata del transistore Q2 per mezzo del condensatore di blocco C1, mentre il segnale presente ai capi della resistenza R2 viene applicato al circuito d'entrata del transistore Q3 per mezzo del condensatore C2 che, come C1, ha anche lo scopo di bloccare la corrente continua che altrimenti raggiungerebbe la base dei due transistori finali.

3) In questo circuito si ottengono uguali tensioni di uscita dando alla resistenza R2 lo stesso valore della resistenza R3.
Le corrispondenti impedenze sono però sbilanciate, essendo l'impedenza d'uscita di collettore del transistore Q1 più alta della sua impedenza d'emettitore. Pertanto si ha una distorsione tutte le volte che all'uscita è presente un forte segnale, inconveniente a cui è possibile ovviare come vedremo nel circuito che segue.

Il circuito di **figura 32 V** è simile a quello di figura 31 V, ma l'aggiunta della resistenza R4 ha permesso di ovviare all'inconveniente delle impedenze d'uscita sbilanciate.

Le funzioni delle singole parti di questo circuito sono le medesime delle corrispondenti parti del circuito sbilanciato.

È da notare però che:

1) I valori delle resistenze R2 ed R4 sono scelti in modo che l'impedenza vista dalla base del transistore Q2 sia eguale all'impedenza vista dalla base del transistore Q3.
Questo elimina la distorsione in corrispondenza dei segnali forti.

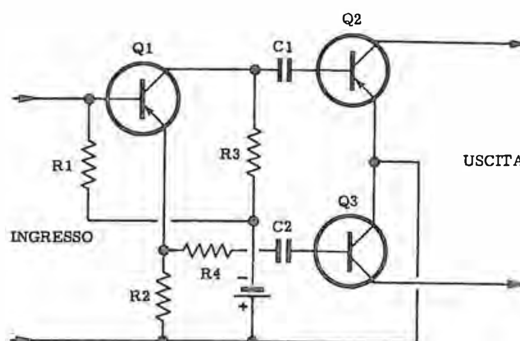


Fig. 32 V - Invertitore a stadio unico con impedenze d'uscita equilibrate. Questo circuito è simile a quello di figura 31 V, ma l'aggiunta della resistenza R4 ha permesso di ovviare all'inconveniente delle impedenze d'uscita sbilanciate che caratterizza lo schema precedente.

2) La perdita di tensione del segnale ai capi della resistenza R4 viene compensata dando alla resistenza R2 un valore maggiore di quello della resistenza R3.

A causa della notevole tensione di reazione negativa che si sviluppa ai capi della resistenza R2, è necessario applicare all'entrata dell'invertitore di fase a stadio unico un forte segnale per avere le corrette condizioni di pilotaggio. Questo inconveniente può essere eliminato usando invertitori di fase a due stadi.

Questi hanno anche il vantaggio di fornire una potenza d'uscita maggiore di quella ottenibile da un invertitore a stadio unico, e ciò è particolarmente importante quando allo stadio pilota si richiede di fornire una potenza notevole ad uno stadio d'uscita di alta potenza in controfase.

Invertitore a doppio stadio

La **figura 33 V** illustra il circuito di un invertitore di fase a due stadi, di cui uno con emettitore a massa, precisamente quello relativo al transistore Q1, ed uno con base a massa, ossia quello riferito al transistore Q2; esso fornisce il segnale ad uno stadio finale in controfase, costituito dai transistori Q3 e Q4.

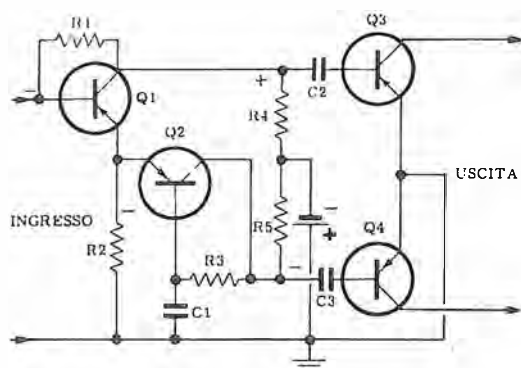


Fig. 33 V - Il transistore Q1 pilota (uscita sul collettore) il finale Q3; pilota anche (uscita sull'emettitore) il transistore Q2. Quest'ultimo (uscita sul collettore) pilota — evidentemente con fase opposta a quella d'uscita di Q1 — il finale Q4.

La resistenza R1 determina la polarizzazione di base del transistore Q1.

La resistenza di carico del collettore, R4, presenta ai suoi capi il segnale di uscita del transistore Q1. Il condensatore di blocco C2 accoppia l'uscita del transistore Q1 alla base del transistore Q3.

La resistenza di carico dell'emettitore, R2, presenta ai suoi capi un debole segnale che alimenta il circuito di ingresso del transistore Q2.

Il condensatore C1 mantiene la base del transistore Q2 al potenziale di massa nei confronti del segnale, mentre la resistenza R3 determina la tensione di polarizzazione di base del transistore Q2.

La resistenza di carico di collettore, R5, sviluppa ai suoi capi il segnale di uscita di Q2.

Infine il condensatore di blocco C3 accoppia l'uscita del transistore Q2 alla base del transistore Q4.

Dall'invertitore di fase si ottengono due diversi segnali, reciprocamente sfasati di 180°.

Supponiamo che un segnale di ingresso faccia diventare negativa la base del transistore Q1.

A causa dell'inversione di fase di 180° del segnale che si verifica in uno stadio collegato con emettitore a massa — e di ciò abbiamo discusso a suo tempo — il terminale superiore della resistenza di carico del collettore, R4, diventa positivo.

La medesima corrente di segnale che fa diventare positivo il terminale superiore della resistenza R4 scorre anche attraverso la resistenza R2, e fa in modo che il terminale superiore di quest'ultima diventi negativo; vale a dire che il potenziale dell'emettitore « segue » il medesimo andamento del potenziale di base.

Dal momento che non si manifesta alcuna inversione di fase nel segnale che passa attraverso uno stadio del tipo con base a massa — come abbiamo visto — il terminale della resistenza di carico di collettore R5 che risulta collegato al collettore stesso, diventa negativo rispetto all'emettitore.

Di conseguenza, mentre il condensatore C2 accoppia un segnale variante in senso positivo alla base del transistore Q3, il condensatore C3 accoppia un segnale variante in senso negativo alla base del transistore Q4; in questo modo si ottiene lo sfasamento voluto di 180°.

Se il segnale di ingresso applicato alla base del transistore Q1 fosse positivo, tutte le polarità indicate risulterebbero invertite, e si otterrebbero all'uscita dell'invertitore due segnali di fase opposta a quella considerata nel ragionamento precedente, e del pari sfasati tra loro di 180°.

Sebbene esista una certa reazione negativa all'ingresso del transistore Q1, a causa della resistenza R2, la resistenza di ingresso del transistore Q1 resta di valore basso in quanto R2 è « shuntata » dalla bassa resistenza del circuito di ingresso del transistore Q2.

Altro invertitore a doppio stadio

La **figura 34 V** illustra il circuito di un invertitore di fase a due stadi costituito da due transistori collegati in modo identico con emettitore a massa.

L'applicazione di questo circuito è identica a quella considerata nel paragrafo precedente.

1) Da questo invertitore di fase si ottengono due segnali reciprocamente sfasati di 180°.
Supponiamo che un segnale di ingresso applicato al transistore Q1 renda negativa la base di questo: poiché in uno stadio con emettitore a massa si ottiene lo sfasamento del segnale di 180°, il collettore del transistore Q1 diventa positivo.
Una parte di questo segnale positivo è accoppiata alla base del transistore Q2 attraverso il condensatore di blocco C2, e la resistenza di attenuazione R4.

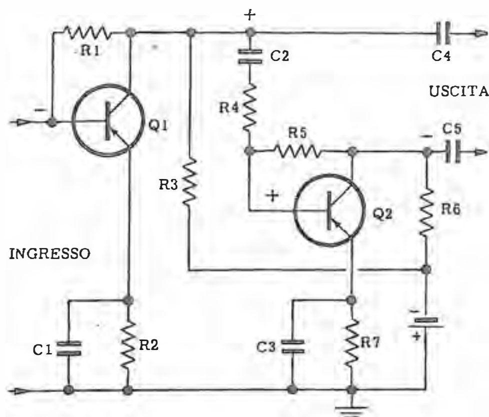


Fig. 34 V - Invertitore a due transistori formato da due elementi ad eguale configurazione circuitale (emettitore a massa). Tramite C4 e C5 vengono pilotati i transistori finali con il dovuto sfasamento di 180°. Caratteristica di questa soluzione è l'eguaglianza di impedenza su entrambi i rami nonché una maggiore disponibilità di potenza, ovviamente, rispetto al pilotaggio con invertitore a stadio unico.

L'altra parte del segnale positivo viene accoppiata attraverso il condensatore di blocco C4 ad uno dei due circuiti di ingresso di uno stadio finale in controfase.

Il segnale variante in senso positivo che si trova sulla base del transistore Q2 determina la presenza di un segnale variante in senso negativo sul collettore dello stesso transistore Q2.

Questo segnale negativo viene accoppiato attraverso il condensatore di blocco C5 all'altro circuito di ingresso dello stadio di uscita in controfase.

2) La resistenza R1 determina la tensione di polarizzazione di base del transistore Q1. La resistenza di carico di collettore, R3, sviluppa ai suoi capi il segnale di uscita del transistore Q1.

R2 è la resistenza compensatrice (il cui scopo, come abbiamo già visto, è di minimizzare le variazioni della resistenza della giunzione emettitore-base in dipendenza della temperatura), ed agli effetti della corrente alternata è «bypassata» dal condensatore C1.

La resistenza R5 determina la tensione di polarizzazione di base del transistore Q2. La resistenza di carico di collettore, R6, sviluppa ai suoi capi il segnale di uscita del transistore Q2.

Infine, la resistenza R7 è la resistenza compensatrice di Q2, ed è anch'essa «bypassata» dal condensatore C3.

Dal momento che vengono usati due circuiti identici del tipo con emettitore a massa, le impedenze interne delle due sorgenti di segnale sono eguali per i circuiti di ingresso dello stadio di uscita in controfase.

Oltre a ciò, l'ammontare della potenza che può essere fornita dall'invertitore di fase a due stadi è assai maggiore di quella che può essere fornita da un invertitore di fase a stadio singolo, del tipo precedentemente considerato.

Stadi finali di potenza

Gli stadi finali singoli e gli stadi finali in controfase funzionanti in classe A vengono usati nelle apparecchiature in cui non si richiede una elevata potenza di uscita, ed in cui l'elevato rendimento non è un fattore determinante.

Detti tipi di amplificatori vengono adottati principalmente nelle applicazioni in cui si richiede una distorsione minima.

Gli amplificatori di potenza in controfase funzionanti in classe B vengono usati principalmente nelle apparecchiature in cui si richiedono elevate potenze di uscita ed un elevato rendimento.

Ciò che segue immediatamente è appunto una discussione sulla teoria di funzionamento degli amplificatori di potenza in controfase funzionanti in classe B, adottanti due transistori di tipo similare (due stadi PNP o due stadi NPN).

Ricordiamo che per dare inizio allo studio di uno stadio finale di Bassa Frequenza occorre sempre che ne sia specificata la potenza d'uscita, poiché appunto da questo dato si suole iniziare lo sviluppo del progetto.

In classe B - polarizzazione zero

La **figura 35 V** illustra il circuito semplificato di uno stadio amplificatore in controfase funzionante in classe B.

Le giunzioni emettitore-base funzionano senza tensione di polarizzazione (polarizzazione zero).

In questo circuito, ciascun transistore conduce alternativamente nei semiperiodi successivi del segnale di ingresso, ed i segnali di uscita si sommano nel secondario del trasformatore di uscita.

Si ottiene il massimo rendimento anche durante gli istanti di riposo (in cui non si ha segnale di ingresso), in quanto in tali istanti nessuno dei due transistori è in condizioni di conduzione.

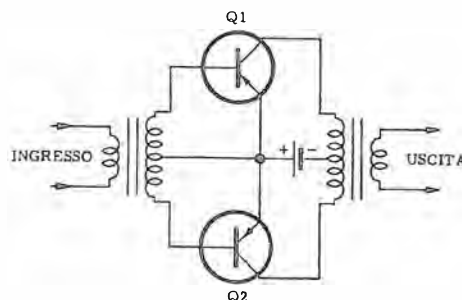


Fig. 35 V - Disposizione circuitale tipica di stadio finale in classe B (senza polarizzazione). Il comportamento nel trattamento del segnale, illustrato nelle figure che seguono, denuncia una forte distorsione, causata — appunto — dall'assenza di una debita polarizzazione correttiva.

Mediante la caratteristica dinamica di trasferimento dell'amplificatore è possibile ricavare la forma d'onda della corrente di uscita corrispondente ad un dato segnale di ingresso.

Si presume che i due transistori abbiano identiche caratteristiche di trasferimento dinamico. Tale caratteristica, riferita ad uno dei transistori, è illustrata in **A** della **figura 36 V**.

Le variazioni della corrente di uscita (di collettore) sono rappresentate in funzione della corrente di ingresso (di base) in condizioni di funzionamento sotto carico.

Dal momento che vengono usati due transistori, la caratteristica generale di trasferimento dinamico dell'amplificatore in controfase viene ricavata contrapponendo due delle suddette curve, come in **B** della figura, in modo che si raccordino esattamente.

Facciamo osservare che le ordinate principali delle due curve sono state tracciate verticalmente ed in modo da risultare allineate, affinché entrambe indichino nello stesso punto la corrente di polarizzazione di valore nullo.

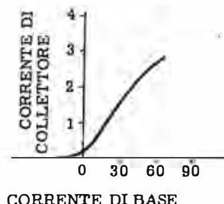
Nella sezione **C** della figura, i singoli punti della curva della corrente di ingresso del circuito di base (che è una sinusoide) sono stati proiettati sulla curva caratteristica di trasferimento dinamico.

I punti corrispondenti della curva che dà la corrente di collettore in uscita vengono proiettati nel modo illustrato.

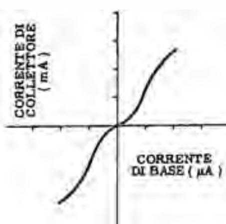
Si osservi che in corrispondenza del punto comune alle caratteristiche dei due transistori, vale a dire nel punto in cui il segnale passa attraverso il valore zero, si manifesta una grave forma di distorsione: questa è ciò che viene definita « distorsione di incrocio ».

Questo tipo di distorsione diventa maggiormente grave allorché le correnti dei segnali di ingresso sono deboli, ma può essere eliminata adottando una debole polarizzazione in senso diretto per entrambi i transistori che costituiscono lo stadio amplificatore in controfase.

Fig. 36 V - Caratteristica di trasferimento di ogni singolo transistore costituente lo stadio in opposizione, classe B, di cui alla figura precedente.



Contrapponendo le due curve caratteristiche di trasferimento con incontro e raccordo nel punto zero si ha questa caratteristica generale dello stadio.



In classe B - debole polarizzazione

Nella **figura 37 V** è illustrato il circuito di un amplificatore in controfase funzionante in classe B, con una debole polarizzazione in senso diretto applicata alle giunzioni base-emettitore.

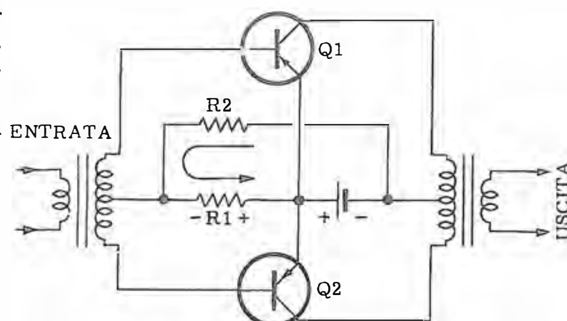


Fig. 37 V - Amplificatore finale in controfase funzionante in classe B, nel quale, a differenza del circuito illustrato nella figura 35 V, si è applicata una debole polarizzazione in senso diretto alle giunzioni base-emettitore.

Le resistenze R1 ed R2 costituiscono un partitore di tensione. La tensione presente ai capi della resistenza R1 fornisce la polarizzazione base-emettitore per entrambi i transistori.

Questa debole polarizzazione in senso diretto elimina la distorsione di incrocio alla quale abbiamo accennato al paragrafo precedente.

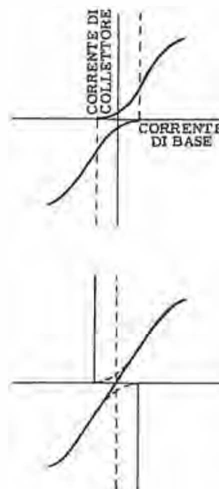
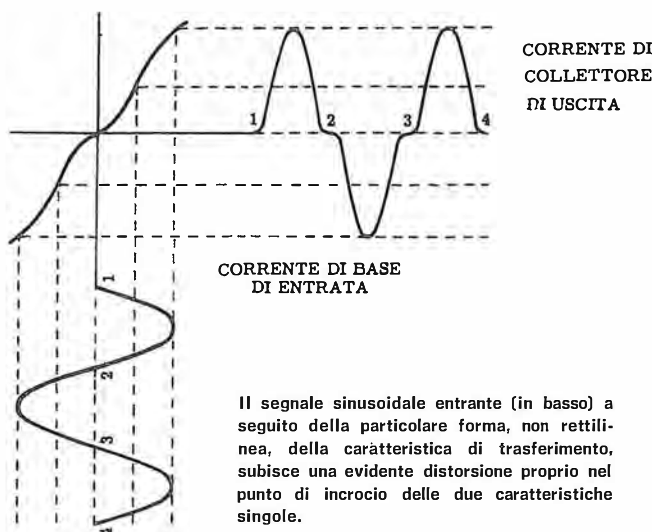
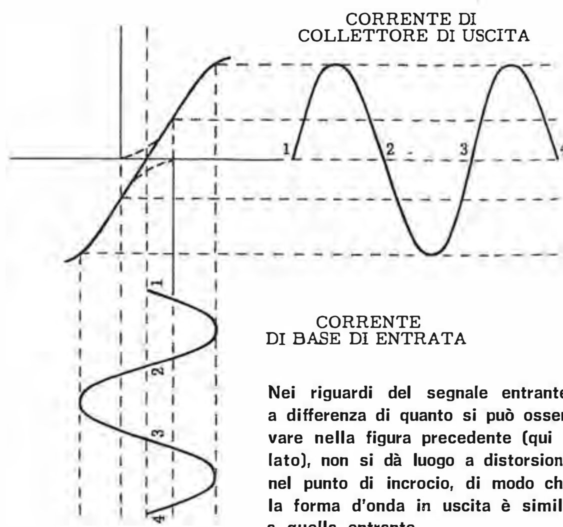


Fig. 38 V - Le due curve caratteristiche di trasferimento dei due transistori raffigurate senza la reciproca combinazione.

La composizione delle due curve a seguito dell'applicazione di una polarizzazione in senso diretto.



Il segnale sinusoidale entrante (in basso) a seguito della particolare forma, non rettilinea, della caràtteristica di trasferimento, subisce una evidente distorsione proprio nel punto di incrocio delle due caratteristiche singole.



Nei riguardi del segnale entrante, a differenza di quanto si può osservare nella figura precedente (qui a lato), non si dà luogo a distorsione nel punto di incrocio, di modo che la forma d'onda in uscita è simile a quella entrante.

Per dimostrare in quale modo venga eliminata la suddetta distorsione di incrocio occorre compiere una breve analisi della curva caratteristica di trasferimento dinamico dell'amplificatore.

In **A** della **figura 38 V**, la curva caratteristica di trasferimento dinamico di ciascun transistore è rappresentata contrapponendola all'altra, ma sfalsando le ordinate corrispondenti alle condizioni di corrente di polarizzazione di base nulla, in modo che le singole curve risultino contrapposte ma non « combinate ».

Le linee tratteggiate rappresentano i valori della corrente di base allorché si applica una polarizzazione in senso diretto per ottenere la curva caratteristica dinamica generale dell'amplificatore.

Quando viene applicata una polarizzazione in senso diretto, le curve separate di ogni singolo transistore devono essere contrapposte ed allineate in corrispondenza della linea (tratteggiata) che rappresenta la corrente di polarizzazione di base.

Le ordinate relative alla corrente di base pari a zero (in tratto continuo) risultano reciprocamente spostate (figura in **B**).

Nella figura in **C** i singoli punti della curva della corrente di ingresso (che è un'onda sinusoidale) vengono proiettati sulla curva caratteristica di trasferimento dinamico.

Vengono poi individuati i punti corrispondenti, che vengono successivamente proiettati nel modo indicato per costituire la forma d'onda della corrente di uscita del collettore.

Confrontiamo ora questa forma d'onda della corrente di uscita con quella illustrata alla figura 36 V.

Come si può osservare, quando viene applicata una debole polarizzazione in senso diretto non si manifesta alcuna distorsione di incrocio.

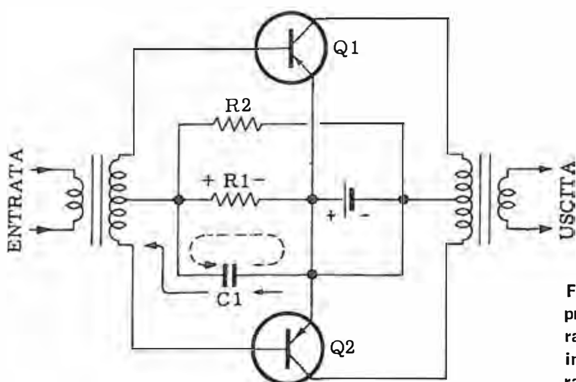


Fig. 39 V - La polarizzazione prevista per migliorare le caratteristiche dello stadio finale in classe B deve essere generata, come si è visto, da R1-R2 ed è R1 che fornisce la tensione base per i 2 transistori; non è possibile filtrare questa tensione con un condensatore perché la sua scarica svilupperebbe una tensione inversa.

Nel partitore di tensione (vedi figura 37 V), il flusso degli elettroni provenienti dalla batteria scorre nel senso indicato dalla freccia.

Tale corrente determina la polarità indicata della tensione presente ai capi di R1, che fornisce la debole polarizzazione diretta di cui si è detto.

Si noti che nessun condensatore risulta collegato in parallelo alla resistenza R1. Se si usasse un condensatore di filtro (**figura 39 V**), esso si caricherebbe (come indicato dalle frecce in tratto continuo) attraverso la giunzione base-emettitore del transistore che conduce durante gli istanti in cui è presente un segnale, e si scaricherebbe (freccia tratteggiata) attraverso la resistenza R1.

La corrente di scarica attraverso R1 svilupperebbe una tensione continua avente la polarità indicata in figura.

Tale tensione darebbe luogo ad una polarizzazione inversa che porterebbe lo stadio a funzionare in classe C, col risultato di avere una distorsione ancora più grave di quella di incrocio.

Questo è il motivo per cui non si deve usare la capacità in parallelo ad R1.

In classe B - diodo e capacità

Il tipo di accoppiamento a resistenza e capacità (RC) all'ingresso di un amplificatore in controfase funzionante in classe B provoca un fenomeno di rettificazione che può invertire la polarizzazione dell'amplificatore (vedi **figura 40 V**).

Negli stadi amplificatori in controfase funzionanti in classe B, uno dei transistori conduce durante un semiperiodo del segnale di ingresso, mentre l'altro transistore si trova in condizioni di non conduzione (trascuriamo la piccola corrente circolante a causa della debole polarizzazione in senso diretto, applicata per eliminare — come si è detto — la distorsione di incrocio).

Supponiamo che il segnale di ingresso porti il transistore Q1 in fase di conduzione.

Gli elettroni (rappresentati dalle frecce in tratto continuo) si allontanano dall'elettrodo di destra del condensatore di accoppiamento C1, entrano nella giunzione base-emettitore del transistore Q1, scorrono nel collegamento tra emettitore e massa, attraverso la massa vanno verso la giunzione tra le resistenze R1 ed R2, ed infine attraverso la resistenza R1, raggiungono l'elettrodo di sinistra del condensatore.

La resistenza R1 rappresenta la resistenza di uscita dell'amplificatore che pilota il transistore Q1.

La carica della capacità C1 si verifica assai rapidamente, a causa della bassa resistenza del circuito ma il condensatore non può scaricarsi attraverso la giunzione emettitore-base del transistore Q1.

Agli effetti pratici, la giunzione si comporta come un circuito aperto nei confronti degli elettroni che scorrono dall'emettitore alla base.

Gli elettroni presenti sull'elettrodo di sinistra del condensatore C1 scorrono attraverso la resistenza R1 e, attraverso la massa, raggiungono il collegamento a massa del terminale dell'emettitore, indi passano attraverso le resistenza R6 ed R3, per raggiungere finalmente l'elettrodo di destra. Il percorso della corrente di scarica è illustrato dalle frecce tratteggiate.

La capacità C1 si scarica lentamente in quanto la scarica avviene attraverso la resistenza R3 e tale resistenza è di valore elevato per evitare di shuntare il segnale che giunge alla giunzione base-emettitore del transistore Q1.

La corrente di scarica che passa attraverso la resistenza R3 sviluppa una tensione di polarizzazione inversa avente la polarità indicata.

Tale polarizzazione inversa può portare lo stadio alle condizioni di funzionamento in classe C, con la conseguenza di una grave distorsione del segnale.

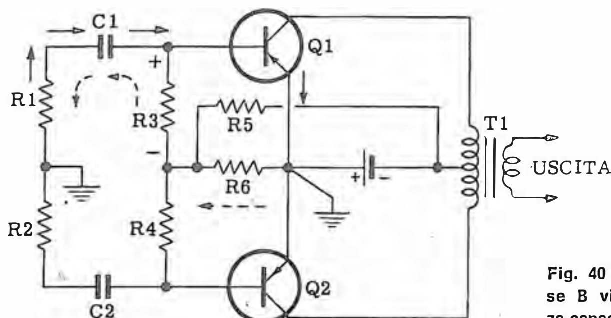


Fig. 40 V - **Se il finale in classe B viene pilotato a resistenza-capacità si verifica un fenomeno analogo a quello visto in figura 39 V. La corrente di scarica di C1 passando attraverso R3 dà luogo ad una dannosa polarizzazione inversa.**

La corrente di scarica che scorre attraverso la resistenza R6 non determina il manifestarsi di una polarizzazione inversa, in quanto la corrente fornita dalla batteria, che scorre in direzione opposta, mantiene la polarizzazione in senso diretto.

I vantaggi che caratterizzano l'accoppiamento del tipo a resistenza e capacità (RC), ossia il risparmio nel costo ed il miglior responso alla frequenza, possono essere conservati sostituendo le resistenze R3 ed R4 con altrettanti diodi (vedi **figura 41 V**).

Il diodo D1 è polarizzato in senso inverso, e si comporta come una resistenza di valore elevato quando il segnale di ingresso rende conduttiva la giunzione emettitore-base del transistore Q1.

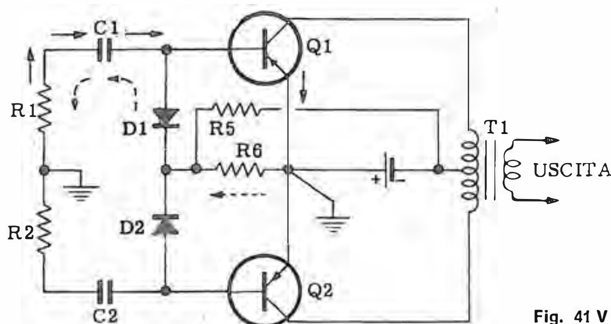


Fig. 41 V - **Si può rimediare all'inconveniente indicato sopra, impiegando, in luogo delle resistenze R3 ed R4 dei diodi. La scarica di C1 in questo caso è rapida (tramite D1), ciò che evita la polarizzazione inversa emettitore-base.**

Ciò evita la presenza di un carico in parallelo al segnale esternamente alla giunzione emettitore-base.

Il circuito di carica (individuato dalle frecce in tratto continuo) del condensatore C1 è il medesimo del circuito illustrato alla figura 40 V.

Il circuito di scarica è anch'esso il medesimo, ad eccezione del fatto che la resistenza R3 è stata sostituita dal diodo D1, che è polarizzato in senso diretto durante il periodo di scarica.

Il diodo D1 allorché risulta polarizzato in senso diretto, presenta una resistenza trascurabile.

La capacità C1 si scarica quindi rapidamente, per cui viene evitata la polarizzazione inversa della giunzione emettitore-base.

La dissipazione del calore

Abbiamo visto come il transistore, al pari di tutti i semiconduttori, sia particolarmente sensibile alla temperatura.

Si è detto che un aumento della temperatura ambiente provoca uno spostamento del punto di lavoro, ciò che porta ad un aumento della distorsione e persino alla distruzione del transistore.

Questa temperatura dipende in parte dalla temperatura ambiente T_a, dalla potenza dissipata P_C, ed in parte dalla resistenza termica del transistore tra la giunzione e l'aria ambiente, per cui possiamo scrivere la relazione seguente:

$$T_g = T_a + R_{ter} P_C$$

in cui: T_g = temperatura della giunzione in °C.
T_a = temperatura ambiente in °C.
R_{ter} = Resistenza termica del transistore in °C/W.
P_C = Potenza dissipata al collettore in watt.

Generalmente i costruttori forniscono, nelle loro pubblicazioni, il valore della resistenza termica, in modo particolare per i transistori di potenza.

La potenza dissipata dal collettore è fornita per una temperatura ambiente di circa 25 °C.

Se la temperatura ambiente è superiore ai 25 °C la potenza dissipata dal transistore dovrà essere ridotta secondo la seguente espressione:

$$P_{C\,dissipata} = \frac{T_{g\,max} - T_a}{R_{ter}}$$

Se non si conosce la resistenza termica di un dato transistore, essa può essere determinata per mezzo dell'espressione seguente:

$$R_{ter} = \frac{T_{g\,max} - 25\ °C}{P_C\ (25\ °C)}$$

La resistenza termica è tanto più piccola quanto più grande è la dissipazione massima.

Nel caso di transistori di potenza, si può diminuire la resistenza termica applicando al transistore stesso un'aletta di raffreddamento di grande superficie e di grande conducibilità termica.

Questo accorgimento è generalmente impiegato parallelamente alle varie configurazioni circuitali che tendono a stabilizzare la corrente inversa del transistore e che abbiamo discusso in queste ultime lezioni.

Riteniamo perciò opportuno trattare, seppure superficialmente, l'argomento del raffreddamento dei transistori di potenza usato come complemento meccanico per ottenere la stabilizzazione di un amplificatore con il variare della temperatura.

La soluzione del problema consiste nell'ottenere la massima dissipazione meccanica del calore sviluppato nella giunzione del transistore.

La potenza massima che si può dissipare nell'interno di un transistore dipende dalla possibilità di disperdere all'esterno la massima quantità di calore che si sviluppa nella giunzione emettitore-base.

Un cattivo raffreddamento del transistore avrà per conseguenza una diminuzione della potenza di uscita del medesimo.

Il mezzo più idoneo per assicurare un raffreddamento efficace dell'elemento considerato è quello, come si è detto, di utilizzare la convenzione naturale, applicando al transistore un'aletta di raffreddamento la cui superficie sarà calcolata in funzione della potenza dissipata.

Come abbiamo già affermato, le pubblicazioni presentate dai costruttori riportano generalmente anche i seguenti dati:

a) Potenza dissipata massima ammessa.

b) Resistenza termica interna misurata, secondo i casi, tra la giunzione e la custodia, oppure tra la giunzione e l'estremità della vite di fissaggio.

c) La temperatura massima della giunzione.

Il calcolo del raffreddamento si ottiene agevolmente con l'ausilio della legge termica di Ohm.

L'elemento considerato (transistore) è paragonato ad un generatore termico sviluppante una potenza P_c (in watt) eguale alla potenza massima che esso può dissipare.

La resistenza termica interna (RI_{ter} in °C/W), è generalmente misurata tra la giunzione e la custodia e viene indicata nelle pubblicazioni fornite dai costruttori.

Il sistema di raffreddamento dovrà avere, naturalmente, un'ottima conducibilità termica, per cui esso è normalmente costruito in rame, in alluminio, od in altro metallo adatto.

L'aumento della temperatura totale a valori superiori alla temperatura ambiente, è eguale alla somma degli aumenti di temperatura parziali di ogni resistenza termica elementare; R_{fister}, è una resistenza termica che dipende dal fissaggio del radiatore di calore alla custodia.

Nel caso in cui il transistore sia isolato dal radiatore mediante una rondella di mica, il valore di R_{fister}, è definito dalla relazione:

$$R_{fister} = 122 \times l$$

dove l è lo spessore della rondella di mica espresso in cm.

Amplificazione in alta frequenza

Nel campo dell'amplificazione in Bassa Frequenza testé esaminato, gli effetti del tempo di transito e quelli delle capacità interne nel transistore sono, in generale, trascurabili.

Ma con l'aumentare della frequenza questi effetti diventano via via più importanti, e danno luogo ad una perdita di guadagno che aumenta con l'aumentare della frequenza applicata all'amplificatore.

Sappiamo già, in proposito, che esistono tipi di transistori (e di valvole) destinati appunto all'Alta Frequenza.

Prima di entrare nei dettagli dell'amplificazione con circuiti sintonizzati, è necessario un cenno sul comportamento dei transistori alle Alte Frequenze.

Come abbiamo già visto, in un transistore a giunzione esiste una concentrazione uniforme di impurità nella base, e le uniche variazioni di impurità esistenti nel transistore si hanno — ed in modo piuttosto brusco — nelle zone di sbarramento che separano la base dall'emettitore e dal collettore.

Il risultato di questa uniforme concentrazione di impurità è che la base non ha un campo interno, e che i portatori di corrente (cavità nei transistori PNP ed elettroni negli NPN) devono attraversare questa zona per diffondersi dall'una all'altra delle due zone estreme del transistore.

Questo movimento è rapido però, non tanto da evitare il ritardo esistente fra l'attimo in cui si applica un segnale all'entrata e l'attimo in cui lo si preleva all'uscita.

L'effetto di questo ritardo sulle prestazioni del transistore è molto simile a quello del tempo di transito di una valvola termoionica (cioè del tempo occorrente ad un elettrone per andare dal catodo all'anodo): esso degrada infatti le prestazioni del transistore proporzionalmente all'aumentare della frequenza, ed in effetti determina un limite superiore di frequenza oltre il quale il dispositivo non può più essere impiegato soddisfacentemente.

Per ottenere buone prestazioni anche alle frequenze più elevate è indispensabile, perciò, ridurre al minimo il tempo occorrente ai portatori di cariche per attraversare la base.

In sede costruttiva, un metodo impiegato comunemente per ridurre il tempo di transito consiste nel ridurre lo spessore della regione

centrale, ma ciò comporta una limitazione della massima tensione di collettore che per certi impieghi può risultare inammissibile.

Un altro sistema consiste nel variare, con un processo di diffusione, la concentrazione delle impurità nella regione di base, in modo da produrre un campo elettrico che favorisca il passaggio dei portatori di corrente attraverso la base stessa. I transistori prodotti in tal modo sono detti « drift ».

Una tecnica similare è stata impiegata anche per i transistori « mesa ». Questi argomenti li abbiamo già visti occupandoci, appunto, dei transistori.

Esistono poi altri sistemi importanti per produrre, da soli o come ausiliari di altri sistemi, transistori per Alta Frequenza; ricordiamo il « sistema epitassiale » e quello « planare ».

Tempo di transito

Abbiamo testé ricordato che le cavità e gli elettroni sottoposti all'azione di campi elettrici si muovono con velocità finita entro i semiconduttori, per cui è necessario un certo tempo perché i portatori di carica si spostino dall'emettitore al collettore.

Questo significa che un segnale applicato all'emettitore si può prelevare dal collettore soltanto dopo un certo intervallo di tempo.

Se questo tempo fosse costante per tutti gli elettroni o per tutte le cavità che attraversano il transistore, il segnale d'uscita sarebbe ritardato (sfasato) ma non distorto rispetto a quello d'ingresso, e l'effetto della velocità finita dei portatori di corrente sarebbe del tutto trascurabile per moltissime applicazioni.

Purtroppo le velocità dei portatori di corrente non sono eguali: esse si discostano più o meno dal valore di una certa velocità media con una distribuzione che segue una curva riportata (vedi **figura 42 V**), e ben nota agli studiosi di statistica e calcolo delle probabilità come curva di Gauss (o gaussiana).

Sull'asse orizzontale sono riportate le velocità degli elettroni (o delle cavità), mentre le ordinate indicano — in corrispondenza di ogni particolare valore della velocità — il numero di elettroni (o di cavità) che si muovono a quella determinata velocità. La curva presenta naturalmente un massimo in corrispondenza del valore della velocità media.

Per dare un'idea più concreta e precisa della distorsione dovuta a questa particolarità dei transistori vediamo che cosa accade quando si vuole amplificare un segnale a fronte ripido, come può essere quello di uno degli impulsi che servono per sincronizzare gli oscillatori di scansione di un ricevitore televisivo, ai corrispondenti generatori del trasmettitore.

Quando un segnale rettangolare viene applicato al circuito di emettitore di un transistore, un flusso di elettroni (o di cavità) si muove per raggiungere il collettore. I portatori di corrente più veloci arrivano al collettore molto rapidamente, la maggior parte giunge un po' dopo ed i più lenti arrivano, ovviamente, ancora più tardi.

Pertanto il segnale in uscita assume la forma visibile in **figura 43 V**.

Il particolare più importante di questa forma d'onda — a parte il fatto che è sfasata (in ritardo) rispetto al segnale d'entrata — è che essa non è più rettangolare come il segnale originale; in altre parole: il « tempo di salita », cioè l'intervallo di tempo necessario perché la tensione (o la corrente) propria dell'impulso passi dal 10 al 90 per cento del valore massimo, è stato aumentato dal processo di amplificazione del transistore.

Facendo l'analisi armonica di una singola onda quadra si può vedere come essa sia composta da un'onda sinusoidale fondamentale e da una lunga successione di armoniche; tutte queste onde occupano una gamma di frequenza il cui estremo superiore è direttamente proporzionale alla ripidità del fronte dell'onda quadra.

Fra il tempo di salita di un'onda rettangolare e la massima frequenza di questa gamma esiste la seguente, approssimata relazione:

$$f = \frac{1}{2 \cdot \text{tempo di salita}}$$

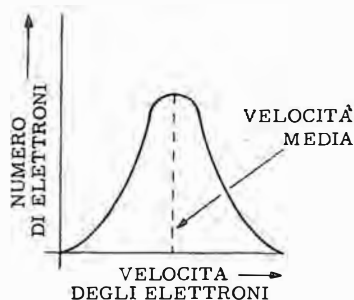


Fig. 42 V - La velocità dei portatori di corrente all'interno di un transistore non è uniforme per tutti gli elettroni (o cavità); si determina così una « velocità media » corrispondente al più alto numero trasferito ma ciò mette in evidenza velocità (e quindi quantità) più alte e più basse.

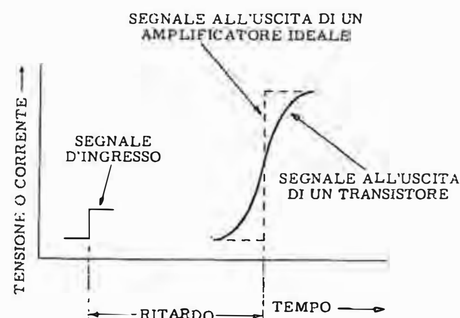


Fig. 43 V - Un segnale a forma rettangolare applicato all'ingresso di un amplificatore, a causa delle diverse velocità dei portatori di cariche viene modificato nel suo tempo di salita ed appare quindi all'uscita così come indicato.

Pertanto, un aumento del tempo di salita, come avviene nel caso prima trattato, in cui il segnale interessa i portatori di corrente aventi velocità diverse, significa che il segnale d'uscita comprende una gamma di frequenze **meno estesa** di quella del segnale di entrata.

Nel transistore si è dunque verificata una caduta della risposta verso le frequenze più alte: **il coefficiente di amplificazione di corrente è diminuito con l'aumentare della frequenza.**

Il fatto che i portatori di corrente hanno velocità diverse è una delle cause che determinano una perdita di Alte Frequenze in un transistore a giunzione, ma non è l'unica. Anche le capacità interne del transistore danno luogo allo stesso inconveniente perché si trovano inevitabilmente in parallelo ai circuiti di collettore e di emettitore, ma di queste discuteremo più avanti.

Frequenza di taglio

Per un transistore a giunzione con regione di base uniforme, la perdita di amplificazione alle Alte Frequenze ed il corrispondente sfasamento sono espressi con sufficiente approssimazione dalla seguente relazione:

$$= \frac{\alpha_{\circ}}{1 + jf/f\alpha}$$

nella quale α è il coefficiente di amplificazione di corrente ad una certa frequenza f; $\alpha_{\circ}$ è il coefficiente di amplificazione di corrente alle frequenze basse ed $f\alpha$ è una frequenza caratteristica del transistore.

Da questa relazione risulta che il valore numerico del coefficiente di amplificazione di corrente è dato da:

$$\alpha = \frac{\alpha_{\circ}}{\sqrt{1 + f^2/f\alpha^2}}$$

ed alla frequenza $f\alpha$ il valore di α è:

$$\alpha = \frac{\alpha_{\circ}}{\sqrt{2}}$$

Da qui si vede che $f\alpha$ è quella frequenza alla quale il valore del coefficiente di amplificazione è diminuito per un fattore di $1 / \sqrt{2} = 0{,}707$ rispetto al valore che aveva in B.F.: si è, cioè, avuta una perdita di 3 dB.

La frequenza di taglio $f\alpha$ è dunque quella frequenza alla quale il coefficiente di amplificazione di corrente, per un amplificatore con base a massa ed uscita cortocircuitata, è diminuito di 3 dB.

Il valore della frequenza di taglio di un determinato transistore dipende dall'area delle giunzioni di collettore e d'emettitore, nonché dallo spessore della base: in pratica per i transistori a giunzione con base uniforme si hanno valori che oscillano da decine di kHz (transistori che possono fornire potenze di alcuni watt) a centinaia di MHz (transistori specialmente progettati per l'amplificazione ad Alta Frequenza).

Se le relazioni che abbiamo dato vengono applicate ai transistori « drift », nei quali esiste — come abbiamo già visto — un campo acceleratore nella base, i calcoli porterebbero a risultati assai lontani dalla realtà.

Per questi tipi di transistori è preferibile esprimere le prestazioni ad Alta Frequenza in funzione di un altro parametro (f_1) che si può definire come quella frequenza alla quale la parte reale dell'espressione del coefficiente di amplificazione ha un valore pari alla metà di quello che ha alle Basse Frequenze.

Si può dimostrare che f_1 è approssimativamente eguale a quella frequenza alla quale l'amplificazione di corrente di uno stadio con emettitore a massa ed uscita cortocircuitata ha valore unitario.

Essa quindi è la massima frequenza alla quale il transistore può essere usato come amplificatore, e misura anche il prodotto guadagno-larghezza di banda del transistore quando viene impiegato come amplificatore con emettitore a massa.

$$X_L = 2\pi f L$$

$$X_C = \frac{1}{2\pi f C}$$

$$Q = \frac{I_C}{I} = \frac{X_L}{R} = \frac{Z}{X_C}$$

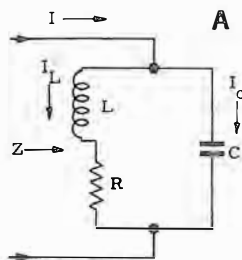


Fig. 44 V - Circuito risonante in parallelo. Nelle formule riassunte si vede che per il prodotto LC è una costante e che il « fattore di merito » Q varia in ragione inversa alla resistenza.

Reti di accoppiamento

Gli amplificatori che ora considereremo sono del tipo cosiddetto « a banda stretta »: vale a dire che l'ampiezza della banda di frequenze amplificate costituisce una piccola percentuale rispetto alla frequenza centrale. Invece i più diffusi amplificatori del tipo « a larga banda » amplificano i segnali la cui frequenza è compresa tra alcuni Hz e diversi Megahertz; di essi ci occuperemo più avanti.

Gli amplificatori sintonizzati funzionano in modo da amplificare una gamma di frequenze selezionata, e da sopprimere contemporaneamente le frequenze non desiderate, ossia al di fuori della banda passante. La selettività di un amplificatore è dovuta alle caratteristiche di funzionamento dei circuiti sintonizzati di accoppiamento tra gli stadi, che sono del tipo con accordo in parallelo.

I circuiti risonanti in serie vengono impiegati raramente in quanto non si prestano così facilmente alla trasformazione delle impedenze come si prestano invece i circuiti risonanti in parallelo.

L'accoppiamento tra gli stadi deve avere caratteristiche tali da consentire il massimo trasferimento di energia tra l'uscita di uno stadio e l'ingresso dello stadio successivo.

Tale condizione implica la necessità che il circuito di accoppiamento comporti una perdita minima di potenza, e che l'accoppiamento stesso sia tale da adattare l'uscita di uno stadio all'ingresso dello stadio successivo.

Circuiti risonanti

Le più importanti proprietà dei circuiti risonanti in parallelo (**figura 44 V**) sono le seguenti:

a) la frequenza di risonanza (f_r) è data da:

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

b) Per una determinata frequenza di risonanza, il prodotto tra i valori di L e di C è una costante (figura 44 V in **A**). In corrispondenza delle frequenze basse il prodotto L e C è di valore elevato, mentre in corrispondenza delle frequenze elevate è di valore piccolo.

c) Agli effetti pratici la frequenza di risonanza può essere considerata indipendente dalla resistenza del circuito.

d) Il « Q » di un circuito risonante in parallelo è il rapporto tra il valore della corrente che circola nel circuito stesso (I_L oppure I_C) ed il valore della corrente che scorre nella linea (I):

$$Q = \frac{I_c}{I} = \frac{X_L}{R} = \frac{Z}{X_c}$$

Z è l'impedenza totale presentata dal circuito risonante in parallelo.

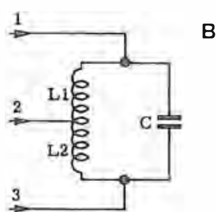
e) Il « fattore di merito » Q misura la selettività di un circuito, e varia in ragione inversa rispetto alla resistenza del circuito. Minore è il valore della resistenza, maggiore è il valore di Q, e maggiore è anche la differenza tra le tensioni corrispondenti alla frequenza di risonanza e le tensioni corrispondenti alle frequenze diverse da quella di risonanza.

f) I limiti effettivi che individuano la banda passante sono i punti della curva di risonanza in corrispondenza dei quali il livello del segnale è pari a 0,707 volte il livello massimo. In tali condizioni, la banda passante (A_f) è eguale al rapporto tra la frequenza centrale (o frequenza di risonanza) ed il Q del circuito in condizioni di carico applicato:

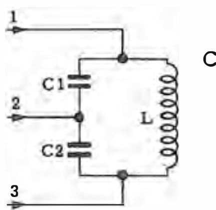
$$A_f = \frac{f_r}{Q}$$

g) La frequenza di risonanza ed il fattore di merito a vuoto di un circuito sintonizzato in parallelo (figura 44 V in **B**) restano costanti indipendentemente dal fatto che il segnale venga applicato tra i punti 1 e 3 oppure tra i punti 2 e 3. L'impedenza di ingresso tra i punti 2 e 3, tuttavia, è notevolmente inferiore all'impedenza di ingresso tra i punti 1 e 3, e dipende dal quadrato del rapporto spire tra i punti 1 e 3 e tra i punti 2 e 3.

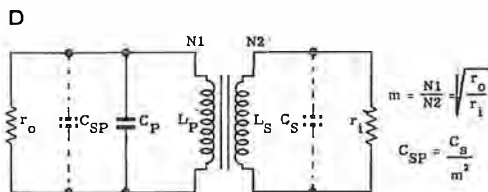
h) La frequenza di risonanza ed il valore di Q in assenza di carico di un circuito sintonizzato come quello di figura 44 V in **C** restano costanti indipendentemente dal fatto che il segnale venga applicato fra i punti 1 e 3 o fra i punti 2 e 3. L'impedenza d'ingresso che sussiste tra i punti 2 e 3, tuttavia, è minore dell'impedenza di ingresso che sussiste tra i punti 1 e 3.



Circuito risonante in parallelo con induttanza suddivisa. La risonanza resta la stessa anche se il segnale viene applicato tra 2 e 3 sì da avere una più bassa impedenza d'entrata se necessaria.



Circuito risonante in parallelo con capacità suddivisa. Valgono qui le stesse considerazioni di cui all'induttanza suddivisa.



Se un circuito risonante C_pL_p è accoppiato a trasformatore ad altro circuito non risonante valgono le formule riportate per il rapporto spire ed il valore riflesso di C_s.

i) In numerose applicazioni, un circuito sintonizzato risonante (costituito dalla capacità C_p e dall'induttanza L_p) nel circuito primario di un trasformatore (figura 44 V in **D**) viene accoppiato al secondario non risonante del trasformatore.

In questo caso: se N_1 rappresenta il numero delle spire di cui è costituito l'avvolgimento primario, ed N_2 rappresenta invece il numero delle spire di cui è costituito l'avvolgimento secondario, il rapporto tra le spire (m) del primario rispetto al secondario in condizioni di adattamento delle impedenze è dato dalla seguente relazione:

$$m = \frac{N_1}{N_2} = \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}}$$

Se esiste una capacità C_s nel circuito secondario, questa viene riflessa sul circuito primario dall'azione del trasformatore come una capacità C_{sp}. Il suo valore è dato da:

$$C_{sp} = \frac{C_s}{m^2}$$

Impedenze dei transistori e della rete

L'impedenza di uscita di un transistore può essere considerata come costituita da una resistenza r_o in parallelo ad una capacità C_o (**figura 45 V** in **A**).

L'impedenza di ingresso di un transistore può essere considerata anche essa come costituita da una componente resistiva r_i in parallelo ad una componente capacitiva C_i.

Normalmente, la capacità di uscita C_o e la capacità di ingresso C_i vengono prese in considerazione come facenti parte del circuito di accoppiamento (figura 45 V in **B**).

Supponiamo che la capacità da applicare tra i terminali 1 e 2 di un circuito di accoppiamento debba essere, stando ai calcoli, pari a 500 pF. Supponiamo anche che il valore della capacità C_o sia pari a 10 pF. In tal caso, è necessario applicare tra i terminali 1 e 2 una capacità di 490 pF per fare in modo che la capacità totale abbia il valore richiesto di 500 pF. La medesima tecnica viene usata per compensare la capacità C_i presente fra i terminali 3 e 4.

Per ottenere il massimo trasferimento di potenza dal transistore Q1 al transistore Q2, l'impedenza di ingresso (tra i terminali 1 e 2) del circuito di accoppiamento deve essere pari alla resistenza r_o; inoltre l'impedenza di uscita dello stesso circuito di accoppiamento (vista fra i terminali 3 e 4) deve essere pari al valore di r_i.



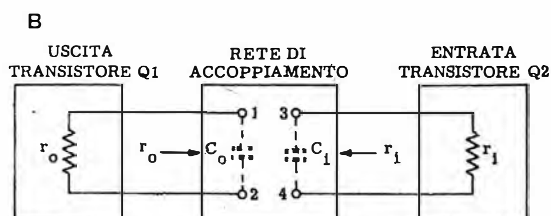
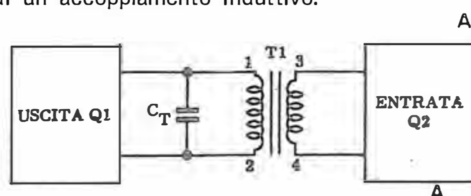


Fig. 45 V - Le capacità d'uscita di un transistore accoppiato ad un altro (che presenta una sua capacità d'entrata) (A) vengono prese in considerazione come facenti parte della rete di accoppiamento (B).

Accoppiamento con trasformatore

La **figura 46 V** illustra in A un circuito sintonizzato singolo che viene usato come sistema di accoppiamento, e che è basato sull'impiego di un accoppiamento induttivo.



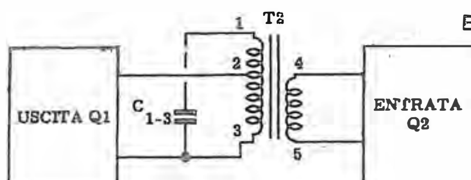


Fig. 46 V - Se il valore di induttanza calcolato fra 1 e 2 (A) risulta troppo basso per avere un circuito a Q alto, si possono aumentare le spire (diminuendo C) e praticare una presa (2 in B) relativa al valore di calcolo.

1 - In questo circuito la capacità C_T comprende la capacità di uscita del transistore Q1 e la capacità di ingresso del transistore Q2 (riferita al primario del trasformatore T1). L'uscita del transistore Q1 viene adattata all'ingresso del transistore Q2 scegliendo un adatto rapporto spire tra gli avvolgimenti primario e secondario del trasformatore T1.

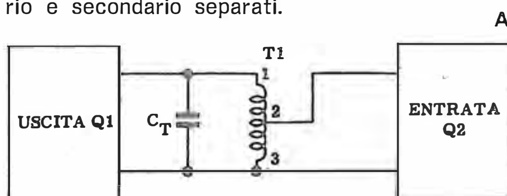
2 - Se L_P rappresenta l'induttanza dell'avvolgimento 1 - 2 del trasformatore T1, la frequenza di risonanza del circuito è data da:

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_P C_T}}$$

Accoppiamento con autotrasformatore

L'accoppiamento induttivo tra l'uscita di un transistore e l'ingresso di un secondo transistore può essere realizzato anche con l'impiego di un autotrasformatore (**figura 47 V** in **A**).

L'analisi del funzionamento di questo circuito è eguale a quella di un circuito nel quale viene usato un trasformatore con avvolgimenti primario e secondario separati.



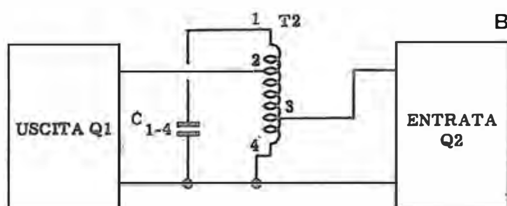


Fig. 47 V - L'accoppiamento ad autotrasformatore equivale, per l'analisi, a quello a trasformatore; si veda quindi quanto riferito in merito alla figura precedente.

La capacità C_T comprende la capacità di uscita del transistore Q1 e la capacità di ingresso del transistore Q2 riferita al primario. Se indichiamo con L_{1-3} la induttanza presente tra i terminali 1 e 3 del trasformatore T1, la frequenza di risonanza del circuito (f_r) è data da:

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{1-3} C_T}}$$

La presa al terminale 2 viene praticata in modo tale da consentire l'adattamento di impedenza tra i transistori.

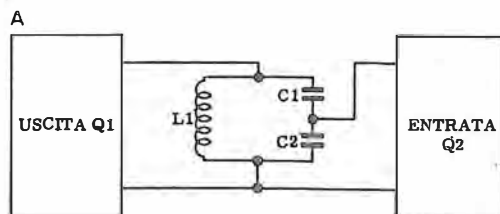
Se per alcune applicazioni l'induttanza presente tra i terminali 1 e 3 è troppo piccola per ottenere la selettività necessaria (Q_o), l'induttanza totale primaria può essere aumentata diverse volte usando il circuito illustrato in **B** della figura.

Per mantenere invariata la frequenza di risonanza il valore di C_{1-4} deve essere ridotto nel medesimo rapporto, in modo che il prodotto tra i valori di L_{1-3} e di C_T (vedi figura 46 in A) risulti eguale al prodotto tra i valori di L_{1-4} e di C_{1-4} (vedi figura 46 in B).

L'adattamento delle impedenze viene conservato purché le induttanze L_{2-4} ed L_{3-4} del trasformatore T2 siano eguali rispettivamente alle induttanze L_{1-3} ed L_{2-3} del trasformatore T1.

Accoppiamento capacitivo

In numerose applicazioni l'accoppiamento a trasformatore non è desiderabile a causa del ridotto numero di spire ammissibile nell'avvolgimento secondario.



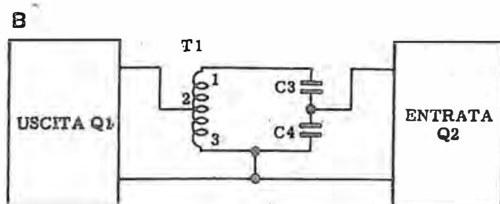


Fig. 48 V - Quando necessita un accoppiamento capacitivo (A) l'adattamento di impedenza si ottiene dal rapporto tra C_1 e C_2. Anche qui, se L_1 risulta di valore troppo basso si può seguire il sistema (B) già visto in figura 46 V.

Sovente si incontrano delle difficoltà nel realizzare un accoppiamento unitario tra primario e secondario. Questo problema diventa particolarmente grave negli amplificatori funzionanti su frequenze molto alte (VHF ed UHF) e funzionanti con base a massa. Tali amplificatori sono caratterizzati da una impedenza di ingresso inferiore a 75 ohm.

In tali casi si può ricorrere al sistema di accoppiamento a capacità (**figura 48 V** in **A**).

L'adattamento di impedenza tra l'uscita del transistore Q1 e l'ingresso del transistore Q2 viene ottenuto scegliendo un rapporto adatto tra le capacità C1 e C2. La capacità di C2 è solitamente molto maggiore della capacità di C1.

I rispettivi valori di reattanza soddisfano in-

vece una relazione inversa. La capacità totale C_T presente in parallelo all'induttanza L1 è data da:

$$C_T = \frac{C1 \cdot C2}{C1 + C2}$$

La frequenza di risonanza è pari a:

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L1 \cdot C_T}}$$

In numerose applicazioni (particolarmente nel caso di circuiti con base a massa), la capacità C2 non viene usata in quanto il basso valore della resistenza d'ingresso, che si trova in parallelo ad essa, praticamente la elimina dal circuito. Di conseguenza, la frequenza di risonanza diventa:

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L1 \cdot C1}}$$

Se l'induttanza L1 è troppo piccola per ottenere la voluta selettività, si può usare il circuito illustrato in **B**. L'induttanza può essere aumentata di un fattore qualsiasi, e la capacità totale deve essere ridotta del medesimo fattore per mantenere il medesimo valore della frequenza di risonanza. Inoltre, per conservare le condizioni di adattamento, l'induttanza presente tra i terminali 2 e 3 deve essere resa pari all'induttanza L1, ed il rapporto tra i valori capacitivi di C3 e di C4 deve essere eguale al rapporto tra i valori di C1 e di C2.

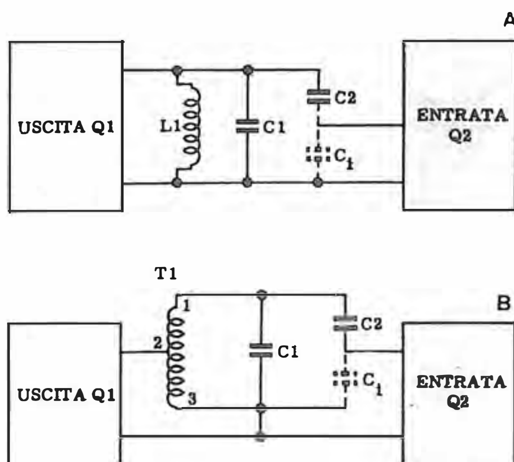


Fig. 49 V - **La capacità d'entrata di Q_2 (C_i) a frequenze elevate è spesso praticamente cortocircuitata dalla bassa resistenza (A) per cui la capacità totale risulta da $C_i + C_2$. In B il già citato accorgimento per aumentare il « Q ».**

La **figura 49 V** illustra in **A** un'altra disposizione circuitale basata sull'impiego di un accoppiamento capacitivo. La teoria di funzionamento di questo circuito è analoga a quella considerata a proposito del circuito precedentemente esaminato.

La capacità totale (C_T) presente nel circuito è data da:

$$C_T = C1 + \frac{C2 \cdot C1}{C2 + C1}$$

Negli amplificatori con base a massa funzionanti a frequenze molto elevate (VHF) C1 è praticamente cortocircuitata dal basso valore della resistenza di ingresso, per cui la capacità C_T vale:

$$C_T = C1 + C2$$

In ogni caso la frequenza di risonanza è pari a:

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L1\, C_T}}$$

Per ottenere un valore elevato del fattore di selettività Q_o, l'induttanza totale può essere aumentata (diminuendo in conformità il valore di C_T), in modo tale che il circuito risulti così come rappresentato in **B** della figura 49 V.

Accoppiamento con due circuiti accordati

I vantaggi che i circuiti di accoppiamento tra gli stadi a sintonia doppia presentano rispetto ai circuiti di accoppiamento a sintonia singola sono i seguenti:

1 - Il responso alla frequenza entro gli estremi della banda passante è maggiormente lineare.

2 - La perdita di risposta che si ha immediatamente oltre le estremità della banda passante ha una pendenza maggiore.

3 - L'attenuazione delle frequenze che si trovano all'esterno della banda passante è maggiore.

I circuiti di accoppiamento tra gli stadi illustrati alla **figura 50 V** in **A** ed in **B** adottano due circuiti sintonizzati accoppiati induttivamente.

Nel circuito in A, la capacità C1 e l'induttanza dell'avvolgimento primario L_p costituiscono un circuito accordato. C2 e l'induttanza dell'avvolgimento secondario L_s costituiscono anch'essi un circuito sintonizzato. Ciascuno dei due circuiti è accordato sulla medesima frequenza di risonanza f_r, cosicché:

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_p C1}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_s C2}}$$

L'adattamento di impedenza viene ottenuto scegliendo in modo opportuno i rapporti tra le spire degli avvolgimenti primario e secondario.

Il circuito illustrato in B funziona in modo analogo a quello col quale funziona il circuito

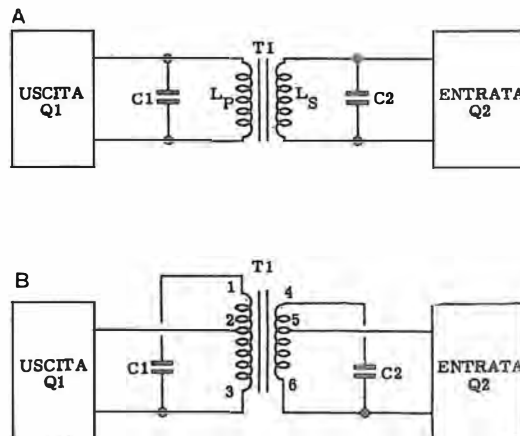


Fig. 50 V - **Accoppiamento induttivo tra due circuiti accordati; la frequenza di risonanza è la stessa e l'adattamento di impedenza dipende dal rapporto spire. Per aumentare la selettività si possono praticare prese intermedie (B).**

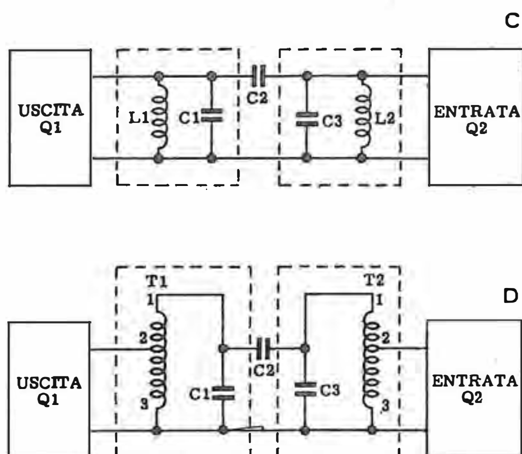
testé esaminato. Vengono usati avvolgimenti con presa intermedia al primario ed al secondario per facilitare l'ottenimento della selettività desiderata Q_o.

Nella stessa figura, in C ed in D, due circuiti sintonizzati accoppiati tra loro con capacità.

Nella figura C la capacità C1 ed L1 sono un circuito risonante. La capacità C3 e la bobina L2 costituiscono anch'essi un circuito risonante. Ciascuno dei due circuiti è accordato sulla medesima frequenza.

L'adattamento delle impedenze viene ottenuto scegliendo in modo opportuno il rapporto tra la reattanza del condensatore C2 e l'impedenza offerta dal circuito in parallelo di ingresso (capacità C3 ed L2).

Il circuito illustrato in D funziona in modo analogo a quello del circuito testé descritto. Qui sono stati usati trasformatori con presa intermedia (autotrasformatori) per facilitare l'ottenimento della selettività desiderata Q_o.



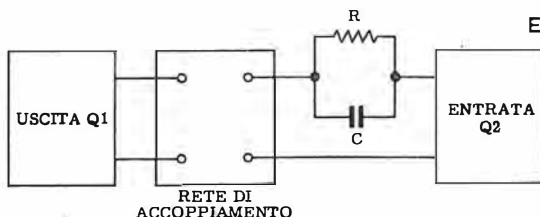
L'accoppiamento tra due circuiti accordati può essere anche capacitivo (tramite C_2). L'adattamento di impedenza dipende dal rapporto C_2 e impedenza di C_3/L_2. Anche qui con le prese sulle induttanze si può aumentare la selettività (D).

In numerose applicazioni degli amplificatori del tipo ad accoppiamento sintonizzato è necessario che la frequenza centrale della banda passante possa essere variata.

Ciò si può ottenere variando o la capacità o l'induttanza dei circuiti sintonizzati.

Il mantenimento di un guadagno costante entro un'ampia gamma di frequenze è difficile, in quanto il coefficiente di amplificazione di corrente nei transistori (α_{fe}) diminuisce, come abbiamo visto, con l'aumentare della frequenza.

Allo scopo di compensare le perdite di guadagno in corrispondenza delle frequenze più elevate, è possibile inserire un circuito di equalizzazione (figura 50 in **E**) costituito dalla resistenza R e dalla capacità C, in parallelo tra loro, in serie al circuito di ingresso di uno degli stadi amplificatori.



Il circuito R/C viene detto di equalizzazione perchè equalizza il guadagno in relazione alla frequenza (attenua le frequenze basse più delle alte) consentendo un guadagno prestabilito anche al variare della frequenza di risonanza.

Questo circuito attenua le frequenze più basse in misura maggiore di quanto non attenui le frequenze più alte.

In corrispondenza delle frequenze più elevate la capacità C agisce come un ponte che pone la resistenza R in cortocircuito, e ciò grazie alla reattanza assai ridotta. Per contro, dato l'elevato valore della reattanza opposta da C alle frequenze minori, il valore resistivo di R esercita una forte attenuazione sulle frequenze minori.

Neutralizzazione

Un dispositivo elettrico si dice « unilaterale » quando trasmette l'energia in una sola direzione. Il transistore non è un dispositivo unilaterale; infatti le variazioni di tensione che si verificano nel circuito di uscita provocano variazioni di tensione nel circuito di ingresso.

In particolare, la reazione di tensione interna che si verifica da parte del circuito di uscita nei confronti del circuito di ingresso è rappresentata come un generatore di tensione collocato nel circuito equivalente del circuito di ingresso.

Qualunque sia il circuito d'impiego del transistore, la tensione di reazione è in fase con la tensione di ingresso, e costituisce pertanto una reazione positiva. Vedremo più avanti questo fenomeno e constateremo che se la tensione della reazione positiva è abbastanza grande, l'amplificatore oscilla.

In corrispondenza delle Frequenze Basse (frequenze acustiche), la tensione di reazione è bassa; di conseguenza, non è necessario adottare particolari precauzioni in questi casi per evitare il manifestarsi di oscillazioni.

Gli amplificatori ad Alta Frequenza con circuiti di accoppiamento sintonizzati, sono invece suscettibili di oscillare, per cui spesso è necessario adottare precauzioni.

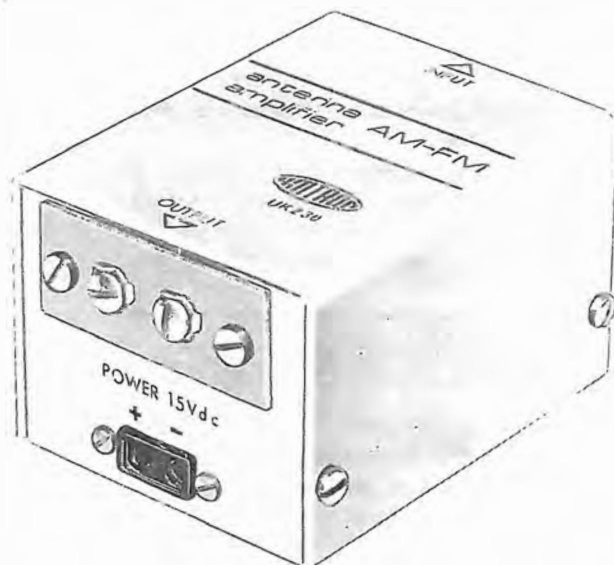
L'effetto della tensione di reazione positiva o negativa sul circuito di ingresso di un dispositivo elettrico consiste in un'alterazione del valore dell'impedenza di ingresso. Normalmente vengono influenzate sia la componente resistiva che la componente reattiva dell'impedenza di ingresso.

La variazione dell'impedenza di ingresso di un transistore provocata dalla reazione interna, può essere eliminata adottando un circuito di reazione esterno. Se il suddetto circuito annulla sia le variazioni della componente resistiva che quelle della componente reattiva che si verificano nel circuito di ingresso, il transistore amplificatore può essere considerato « unilateralizzato ».

Se il circuito esterno di reazione annulla le sole variazioni della componente reattiva nel circuito di ingresso, il transistore amplificatore viene considerato « neutralizzato ». In effetti, la neutralizzazione costituisce un caso particolare della unilateralizzazione. In entrambi i casi, il circuito esterno di reazione evita il manifestarsi di oscillazioni nell'amplificatore.

Amplificatore d'antenna per ricevitori ad onde Lunghe - Medie - Corte - Ultracorte

Non sempre, anche nella ricezione delle onde medie, è possibile disporre di un segnale di intensità sufficiente ad assicurare una ricezione confortevole; l'inserimento, tra antenna ed apparecchio di questo amplificatore, può consentire un miglioramento notevole, su tutte le gamme senza, per questo, richiedere manovre suppletive di messa a punto.



Questo amplificatore è destinato ad essere inserito fra un'antenna ed un ricevitore AM e FM nel caso in cui l'intensità dei segnali in arrivo sia piuttosto debole e sia indispensabile procedere alla loro amplificazione.

Il circuito di ingresso può essere collegato a cavi di antenna bilanciati o sbilanciati senza che sia necessario interporre un trasformatore di adattamento di impedenza.

L'amplificatore, oltre ad essere di facile realizzazione presenta il vantaggio di poter essere inserito nel circuito di antenna di un ricevitore AM-FM senza dover ricorrere a complicate operazioni.

Trattandosi di un amplificatore aperiodico, che copre la vasta gamma di frequenze che va dalle onde lunghe alle VHF, il suo inserimento può avere carattere permanente.

Lo schema elettrico

Lo schema elettrico è illustrato in **figura 51 V**.

Il circuito di ingresso, come è indicato nelle caratteristiche tecniche, è adattabile a linee di alimentazione aventi l'impedenza a 50 Ω e 75 Ω, cioè del tipo sbilanciato oppure a linee a 300 Ω, del tipo bilanciato, senza che sia necessario l'impiego di un trasformatore adattatore d'impedenza.

L'uscita dell'amplificatore deve essere invece collegata all'ingresso d'antenna del ricevitore AM-FM mediante cavetto coassiale da 52 a 75 Ω.

Questo interessante amplificatore può essere utilizzato per amplificare in alta frequenza tanto i segnali delle onde lunghe, medie e corte, compresa la banda dei CB, quanto quelli FM.

Il circuito elettrico, come abbiamo già precisato, è della massima semplicità: trattandosi di un amplificatore aperiodico, infatti, non sono presenti organi di sintonia regolabili anche una volta tanto.

L'elevato grado di amplificazione è assicurato dall'impiego di un transistore epitassiale al silicio che presenta un fattore di rumore estremamente basso ed una distorsione di fase trascurabile, anche sulle frequenze più elevate.

Il condensatore C1, da 470 pF, ha il compito di evitare che la tensione di polarizzazione di base del transistore BF 125, possa riversarsi verso il circuito d'antenna mentre lascia passare i segnali che provengono da quest'ultima.

Anche il condensatore C2, pure da 470 pF, assolve ad un compito simile a quello di C1. Esso blocca, infatti, la componente continua in modo che non si trasferisca verso il circuito di ingresso del ricevitore, mentre lascia passa-

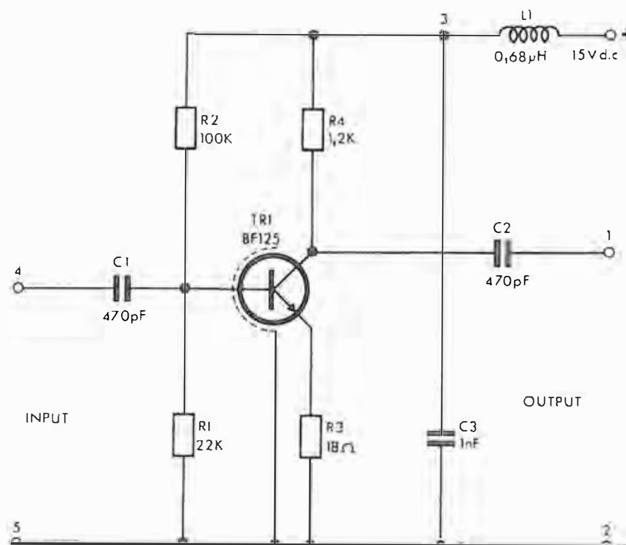


Fig. 51 V - Si tratta, evidentemente, della più semplice disposizione circuitale concepibile per ottenere un'amplificazione del segnale radio captabile in località e per stazioni a debole campo. Il segnale — indipendentemente dalla sua frequenza — entra tra 4 e 5 ed esce tra 1 e 2. Il transistore è schermato, ciò che evita oscillazioni di disturbo. Questo amplificatore, non essendo dotato di circuiti accordati, viene detto « aperiodico ».

re i segnali d'antenna amplificati verso il ricevitore stesso.

Il compito dell'impedenza L1, da 0,68 μH, è quello di impedire che parte della componente ad alta frequenza si riversi sul circuito di alimentazione.

I quattro resistori R1, da 22 kΩ, R2, da 100 kΩ, R3, da 18Ω, e R4, da 1,2 k Ω, hanno il compito di dare la giusta polarizzazione agli elettrodi del transistore.

È ovvio che l'amplificatore deve essere inserito soltanto in quelle località in cui i segnali sono piuttosto deboli in quanto, diversamente, possono verificarsi dei fenomeni di distorsione.

Il montaggio

Il montaggio è del tutto elementare e può essere effettuato in brevissimo tempo.

Questa operazione è ulteriormente semplificata grazie alla riproduzione serigrafica dei componenti sul circuito stampato e da alcuni esplosi di montaggio.

L'impiego

Se l'amplificatore è stato montato seguendo scrupolosamente le istruzioni redatte appositamente e riportate sui fogli che accompagnano il materiale, esso dovrà essere in grado di funzionare immediatamente senza che sia necessario eseguire alcuna operazione di messa a punto.

La batteria o l'alimentatore dovranno essere collegati all'apposita presa irreversibile tenendo presente che eventuali inversioni di polarità avrebbero la triste conseguenza di mettere immediatamente fuori uso il transistore.

La linea proveniente dall'antenna dovrà essere fissata ai terminali con vite della presa a due posti contrassegnata « input ».

A questi due terminali può essere collegata tanto la linea da 300 Ω, cioè la normale piattina, quanto il cavetto coassiale da 52 e 75 Ω.

In quest'ultimo caso il conduttore centrale del cavetto dovrà essere collegato al morsetto 4 e la calza metallica al morsetto di massa 5.

L'uscita dell'amplificatore (« output ») sarà invece collegata all'ingresso d'antenna del ricevitore AM-FM mediante uno spezzone, il più corto possibile, di cavetto coassiale da 52 ÷ 75 Ω.

Anche in questo caso il conduttore centrale sarà collegato al morsetto 1 e la calza metallica al morsetto 2.

Il collegamento al ricevitore dovrà essere eseguito in modo che il conduttore proveniente dal morsetto 1 sia collegato al foro centrale della spina d'ingresso d'antenna, (se questo dispone di una presa coassiale) e la calza schermante alla massa del ricevitore stesso.

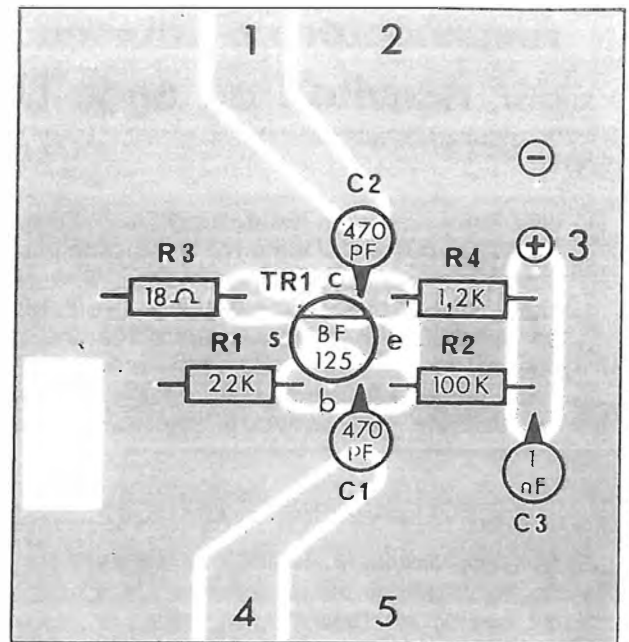


Fig. 52 V - L'esiguo numero di componenti necessario, così disposto sulla piastrina a circuito stampato rende possibile la realizzazione in brevissimo tempo e senza la minima difficoltà.

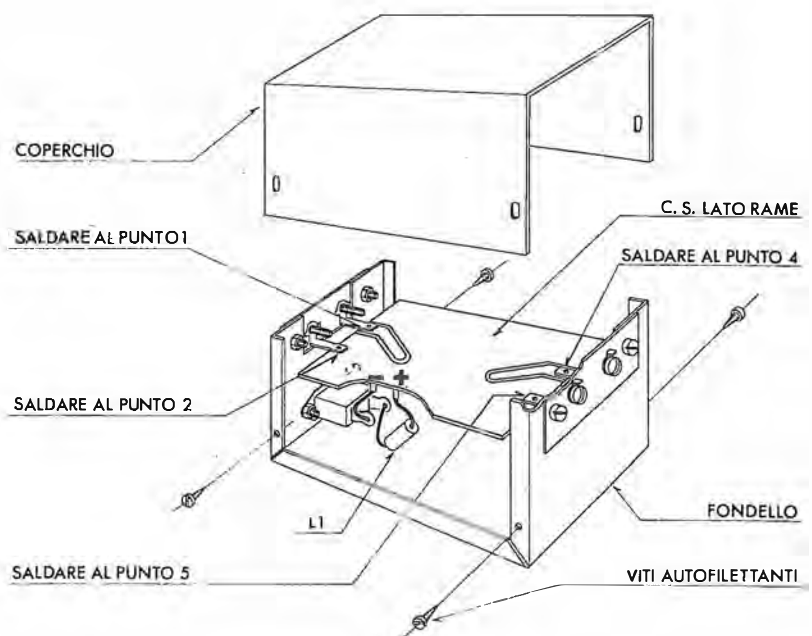
L'amplificatore può essere alimentato con tensioni continue comprese fra 9 e 15 V. Ovviamente i migliori risultati si ottengono con alimentazione a 15 Vc.c.

Con tensione di alimentazione a 12 V, che può anche essere fornita da una batteria di auto, il rendimento diminuisce leggermente, mentre con alimentazione a 9 V risulta inferiore del 30 ÷ 40 %.

La Casa che fornisce il materiale ha preparato anche un semplice alimentatore stabilizzato che fornisce la tensione di 15 V, studiato espressamente per essere abbinato a questo amplificatore in tutti quei casi in cui è preferibile alimentare quest'ultimo direttamente con la tensione di rete.

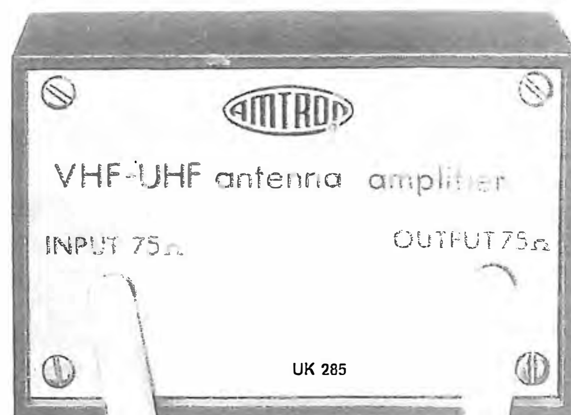
Comunque è da tenere presente che la durata delle batterie è notevole in considerazione del basso assorbimento dell'amplificatore che non supera i 10 mA.

Fig. 53 V - Col materiale fornito come « kit » (UK 230 Amtron) è data anche una custodia entro la quale è fissata la piastrina-circuito e sono contenute le batterie di alimentazione.



Amplificatore d'antenna per ricevitori VHF - UHF

Le gamme di frequenza molto alta (VHF ed UHF) sono soggette con facilità ad una distribuzione irregolare del segnale il cui campo, spesso, risulta troppo debole — in televisione — per una visione buona e stabile; lo stesso può dirsi anche per altri impieghi. Questo amplificatore è una risposta a molti casi di dislocazione ed ubicazione non favorevole e rappresenta comunque un miglioramento apprezzabile in ogni contingenza.



Si tratta di un amplificatore d'antenna a larga banda capace di amplificare i segnali compresi nella gamma di frequenza che si estende da 50 a 600 MHz.

L'apparecchio, in particolare, può amplificare i segnali della banda FM da 64 a 108 MHz - Banda I da 52,5 a 80 MHz (canali ABC) Banda III da 174 a 230 MHz (canali D a H2) Banda IV da 470 a 581 MHz (canali 21 a 35).

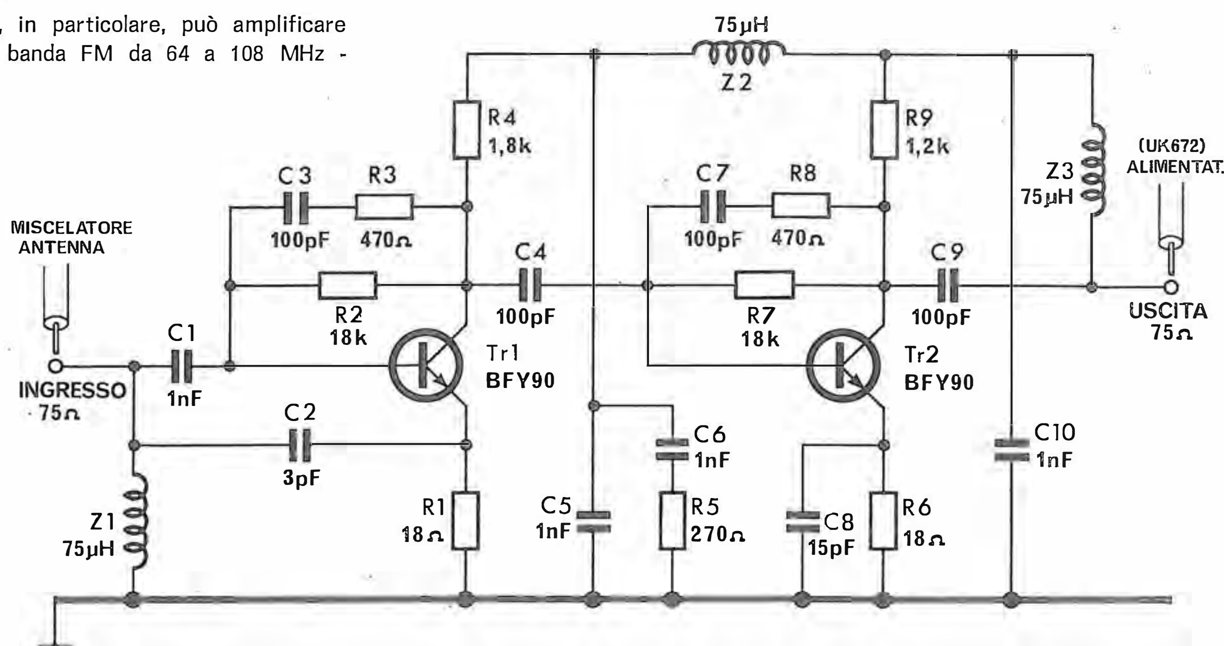


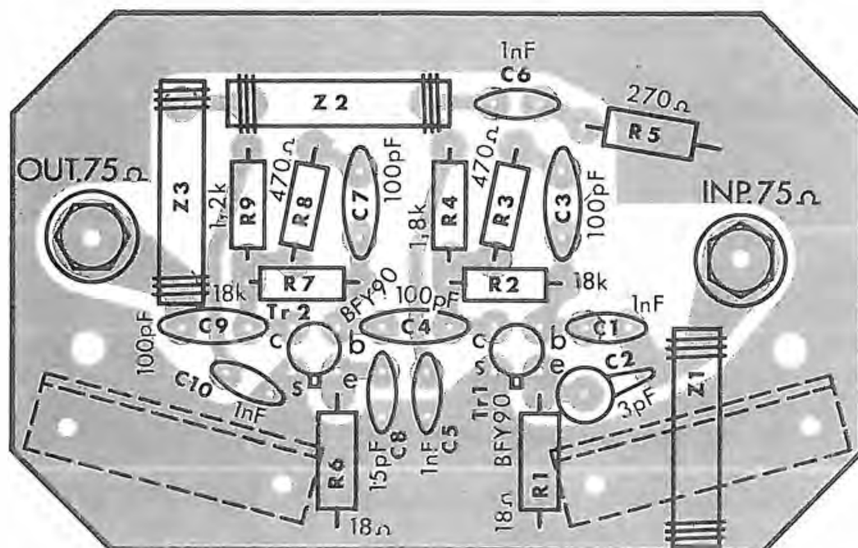
Fig. 54 V - Due transistori del tipo per impiego a frequenze molte alte sono connessi in cascata e ciascuno di essi è usato nel circuito ad emettitore comune. L'assieme — la cui disposizione delle parti sul relativo circuito stampato è qui sotto riprodotta — è molto pratico nell'impiego non essendovi circuiti da sintonizzare.

Il vantaggio di questo amplificatore, al contrario di quanto avviene per quelli esistenti in commercio, è dato dall'assenza di qualsiasi regolazione per la predisposizione al canale che si desidera ricevere.

Il tipo di configurazione circuitale impiegato, è il circuito con emettitore comune, mediante il quale si ottiene il massimo guadagno di corrente, controllato con semplici circuiti di controreazione. In tal modo si evita l'impiego dei trasformatori interstadio di adattamento delle impedenze a tutto vantaggio del buon funzionamento.

Questo amplificatore viene fissato al palo di sostegno dell'antenna e la sua alimentazione si ottiene mediante il cavo di discesa.

È previsto dalla Casa fornitrice del materiale un tipo di alimentatore particolarmente adatto per questo amplificatore d'antenna VHF-UHF; reca la sigla UK 672.



Lo schema elettrico

Il circuito elettrico è visibile in **figura 54 V** e, come si rileva, comprende due transistori BFY 90 (TR1-TR2) in circuito ad emettitore comune.

L'adattamento delle impedenze sia all'ingresso sia all'uscita è ottenuto mediante un'accurata scelta dei valori dei componenti del circuito di controreazione.

La controreazione è di due tipi: parallelo e serie.

Nel primo stadio, costituito dal transistore TR1, la controreazione in parallelo si ottiene mediante il gruppo R3-C3 inserito fra la base ed il collettore, mentre quella serie è ottenuta mediante il resistore R1 inserito nel circuito di emettitore.

Nel secondo stadio è impiegata soltanto la controreazione in parallelo costituita dal gruppo R8-C7 inserito tra la base ed il collettore.

La controreazione in parallelo tende ad abbassare il valore delle impedenze mentre quella in serie tende ad aumentarle in modo che esse si compensano reciprocamente.

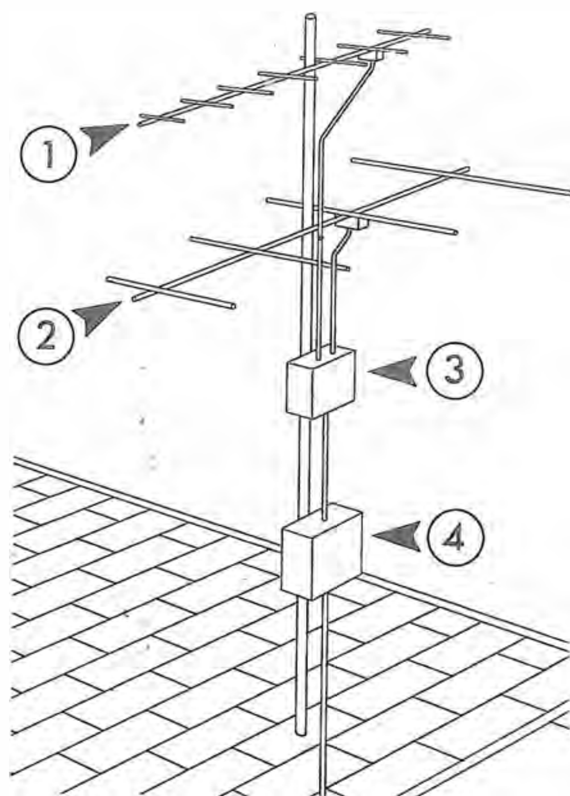


Fig. 55 V - Esempio di installazione per l'amplificazione dei segnali TV. « 1 » indica l'antenna UHF, « 2 » l'antenna VHF, « 3 » il miscelatore d'antenna, « 4 » l'amplificatore descritto.

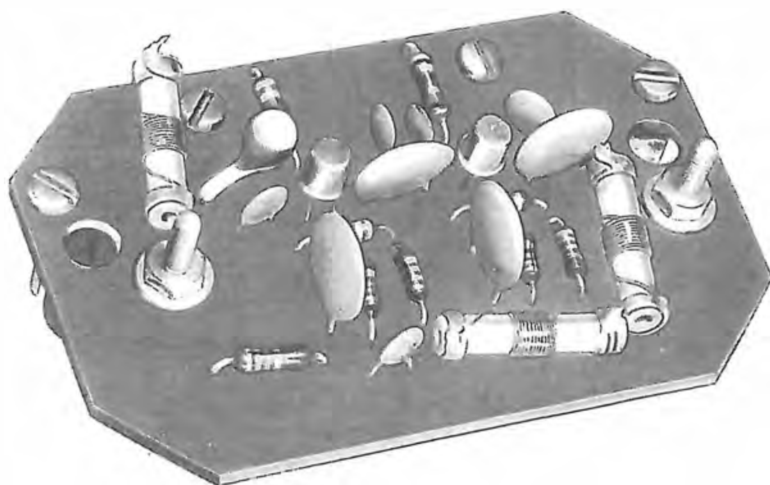


Fig. 56 V - La basetta a circuito stampato a lavoro ultimato si presenta come da illustrazione. Sono ben visibili le tre impedenze per Alta Frequenza, i condensatori ceramici ed i due transistori.

Il condensatore C2, inserito fra la base e l'emettitore di TR2, provoca un rialzo nella curva del guadagno in corrispondenza delle frequenze più alte, in modo da ottenere un guadagno quasi costante.

Il montaggio

Meccanicamente l'amplificatore d'antenna VHF-UHF si compone di tre parti e precisamente:

1) Contenitore nel quale viene racchiuso l'intero montaggio.

2) Circuito stampato sul quale sono montati tutti i componenti.

3) Supporto per il fissaggio del contenitore al palo di sostegno dell'antenna.

Per facilitare la preparazione del cavo viene qui di seguito indicato il procedimento: togliere per una lunghezza di 2 cm la guaina isolante mettendo a nudo la calza metallica-schermo senza tagliarla.

Spingere indietro la calza facendo allargare le maglie e rimboccarla sulla guaina in modo che rimanga il conduttore isolato interno. Spellare l'estremità per circa 10 mm.

Il cavo coassiale da impiegare non deve avere un diametro inferiore a 7 mm.

Come si vede, questo montaggio non presenta alcuna difficoltà per cui, purché vengano seguite attentamente le istruzioni sopra elencate, la sua realizzazione risulterà semplice e veloce e permetterà di disporre in modo particolarmente economico di un ottimo amplificatore d'antenna VHF-UHF.

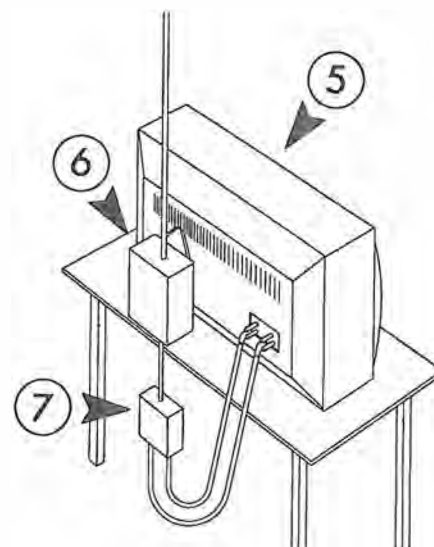


Fig. 57 V - Disposizione dell'assieme presso il ricevitore. Il cavetto coassiale unisce ciò che è qui riprodotto con quanto si osserva nella figura 55 V. « 5 » è il televisore, « 6 » l'alimentatore dell'amplificatore e « 7 » il demiscelatore d'antenna nel caso che il televisore preveda due diverse entrate a 300 ohm.

L'ELETTRONICA

IN 30 LEZIONI - TEORIA E PRATICA

I circuiti integrati 18



Rivista culturale per la formazione professionale - esce il 10 - 20 - 30 di ogni mese - sped. in abb. postale 3° Gr. - —70 % - L. 850

I circuiti integrati

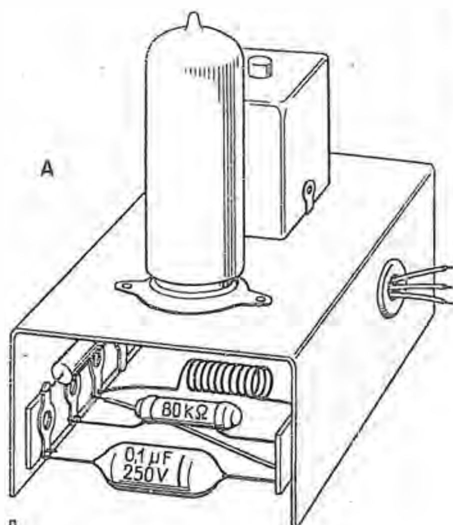
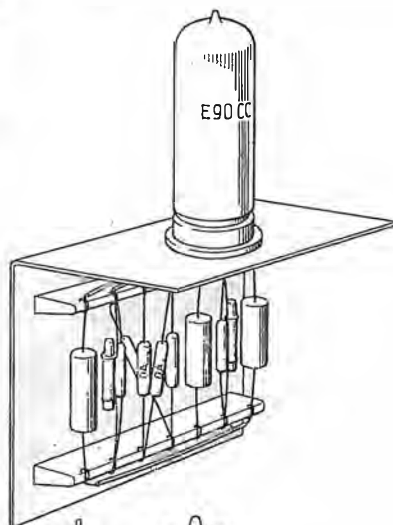
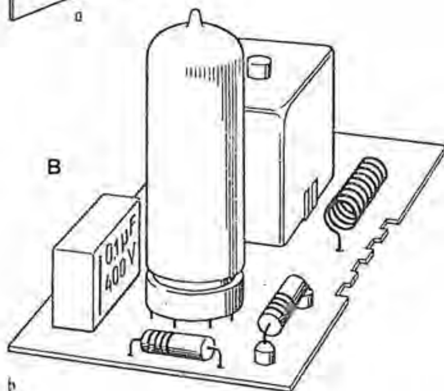


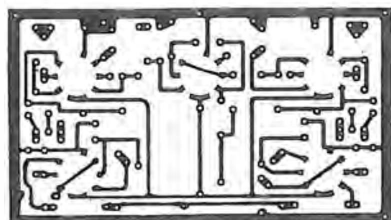
Fig. 1 W - Le prime apparecchiature elettroniche hanno fatto ricorso al telaio metallico (« chassis ») per il collocamento dei componenti, collegati tra loro con singoli conduttori o componenti piccoli ancorati a « pagliette ». Il telaio era quasi sempre in lamiera di ferro, cadmiata.



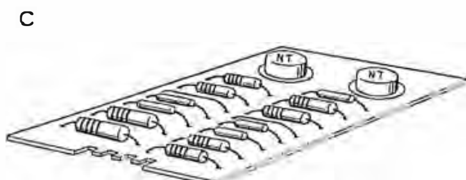
A volte singoli settori venivano montati su squadrette a se stanti, formando così un assieme suddiviso il cui concetto veniva ripreso parecchi anni dopo per tradursi nella tecnica « modulare » odierna.



Un buon guadagno di volume ed un'economia nel costo del telaio poteva essere attuata con l'introduzione delle piastre a circuito stampato, anche se i diversi componenti conservavano i loro ingombri predominanti.



Il circuito stampato ha reso possibile l'esecuzione contemporanea — senza errori — dell'intero cablaggio. Con esso però tutti i componenti devono trovare posto su di un solo lato della piastra, opposto, ovviamente a quello del rame che sostituisce i fili di collegamento.



Un'altra radicale riduzione di volume è conseguente all'impiego dei semiconduttori (transistori e diodi); non solo perché essi sono enormemente più piccoli delle valvole ma perché anche gli organi loro associati (resistori, condensatori, ecc.) possono assumere ridotte dimensioni, date le più basse tensioni di esercizio.

Per costruire un'apparecchiatura o, comunque, un dispositivo funzionante secondo i principî dell'elettronica si rende necessaria la predisposizione di più componenti di natura diversa (attivi: valvole, transistori; o passivi: resistori, condensatori, induttori, ecc.) ed il loro intercollegamento secondo le necessità del circuito.

Questi componenti, generalmente a singola funzione, sono correntemente definiti «discreti».

Così, i primi ricevitori radio, i primi amplificatori, i primi televisori videro l'assemblaggio di più componenti discreti, ed essendo questi ultimi (in relazione alle correnti ed alla tecnologia) relativamente voluminosi si pervenne ad apparecchiature di evidente ingombro, peso e complessità. Soprattutto si rese necessaria una robusta struttura metallica di sostegno: il noto telaio o « chassis » (**figura 1 W** in **A**).

Un progresso notevole, successivo a questa tecnica costruttiva, fu — come i lettori ben sanno — l'adozione del circuito stampato. Con esso sparirono, di colpo, tutti i collegamenti a conduttore singolo e le relative possibilità d'errore, si ridusse il tempo di esecuzione e si resero possibili collegamenti più razionali e più economici (figura 1 W in **B**).

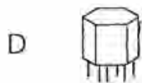
Tuttavia, solo con l'adozione dei componenti attivi a semiconduttore (transistori al posto di valvole) il circuito stampato riuscì ad offrire il meglio di sé. L'area globale diminuì in misura rilevante, il volume ed il peso subirono anch'essi drastiche riduzioni (figura 1 W in **C**) e, come logica conseguenza, il robusto telaio di una volta divenne una leggera intelaiatura o cornice di supporto.

Il progettista si accorse allora di quanto fosse utile studiare i suoi apparecchi sotto il profilo dei « moduli », identificando in essi un assieme di funzioni strettamente interconnesse (figura 1 W in **D**). Si sviluppava nel contempo anche una tecnica di « stampaggio » del circuito (figura 1 W in **E**).

Nello stesso tempo i costruttori di transistori rilevavano come fosse opportuno formare con una serie unica di operazioni più di un transistore (anche a caratteristica diversa) in un progetto sviluppato di proposito al fine di destinare l'assieme alla funzione unica prevista. In altre parole: se un amplificatore richiedeva otto o dieci transistori, perché non realizzarli tutti assieme, su di un'unica basetta (« chip »)? E se i transistori in questione dovevano essere connessi tra loro, perché non ricavare anche — all'atto della loro formazione — i collegamenti necessari e le eventuali necessarie resistenze?

Questa coordinazione organica e compiuta delle parti aveva come risultato un nuovo compo-

Transistori e piccoli componenti del circuito hanno conferito un altro aspetto

D 

al modulo ibrido quando lo stesso è previsto con una sua custodia ed il suo circuito stampato è ricavato su supporto flessibile; quasi sempre il modulo è innestabile.

Transistori non incapsulati, resistori, condensatori nonché i collegamenti stessi ottenuti con operazioni di reale stampa serigrafica (op-

E 

pure evaporazione sotto vuoto) utilizzando inchiostri (paste) conduttori o dielettrici hanno portato agli ibridi piatti di cui in fotografia si può osservare un esemplare.

nente: **il circuito integrato.**

I risultati raggiunti su questa via furono rapidi, consistenti e... sbalorditivi. Si pensi che oggi molte centinaia di transistori, diodi e resistori tra loro collegati ai fini funzionali possono essere formati con la stessa lavorazione e su superfici dell'ordine del millimetro quadrato (figura 1 W in **F**).

Non sempre tutto ciò che forma l'assieme è « integrabile »; vi possono essere, al riguardo, difficoltà tecniche e difficoltà d'ordine economico. In tal caso, affiancati a quanto di integrato si riscontrano ancora dei componenti discreti (spesso, costruiti proprio per questo impiego) ma si è pur sempre sulla via di una « microelettronica ».

Infine, dal momento che lo studio, il progetto e la realizzazione di un circuito integrato richiedono tempo notevole e capitali ingenti, l'opportunità di dar vita ad un nuovo integrato viene vagliata quasi sempre sui quantitativi che possono trovare impiego. Se non si hanno i presupposti per un integrato ci si orienta sulla tecnologia — da noi già sommariamente esaminata — dei circuiti a strato; sappiamo che questi possono essere a **strato** (o film) **spesso** ed a **strato sottile.**



F

Ed ecco il circuito integrato monolitico, vale a dire costituito da un unico supporto recante elementi attivi e passivi ricavati dalle diverse fasi di un'unica operazione. Su di una superficie pari a quella del minuscolo puntino nero si compendiano circuiti equivalenti a centinaia di quelli che abbiamo visto, sulla pagina precedente, sui telai.

Così come per gli integrati veri e propri, anche per i circuiti a strato (che son pur sempre degli « integrati ») può verificarsi che non sia opportuno includere in essi determinati componenti: questi vengono montati allora sulla stessa basetta ma sono del tipo « discreto ». Tutto ciò dà luogo all'assieme denominato **ibrido.**

I "logici"

Abbiamo testé detto che l'elaborazione di un circuito integrato dalla fase di studio a quella di realizzazione di serie (cioè, alla produzione in grande quantità) è costosa e lunga. Ne abbiamo anche dedotto che solo se si prevede un impiego vasto e corrente si può giustificare un progetto del genere. Tutto ciò spiega come per parecchi anni i circuiti integrati siano stati costruiti unicamente per l'uso secondo schemi concettualmente elementari, vale a dire basati su condizioni di funzionamento che, drasticamente, si riassumevano in un **SI** o in un **NO** e che tuttavia, e proprio per questo, potevano portare ad un ampio impiego: quello del calcolo.

Illustreremo ora meglio questo concetto: diremo intanto, subito, che facendosi uso in questi schemi, di **due** soli « stati » si comprende come tutto ciò che li riguarda costituisca un settore a sé di calcolo, detto appunto **binario.**

Il fatto di poter svolgere funzioni così semplificate e per nulla incerte, vale a dire rispondenti ad una **logica** (SI o NO) ha fatto sì che il tutto si prestasse, come si è detto, all'elaborazione rapida di calcoli — da cui i **calcolatori elettronici** — e che gli integrati giustificassero anche economicamente la loro presenza in quanto costituiti da elementi (diodi o transistori) che nella loro essenza sono l'ideale per presentarsi — a comando — come dispositivi di SI o NO, conduttori o non conduttori, aperti o chiusi, ecc.; in altre parole, come organi di commutazione.

All'interno di un integrato di questo genere transistori e diodi saranno connessi in modo da recepire un segnale, elaborarlo o meno, trasferirlo o meno, immagazzinarlo, invertirlo o no, ecc. Ciò, sia isolatamente tra loro come in successione o in gruppi parziali.

Le porte

Prendiamo ad esempio ciò che deve essere previsto al punto di entrata di uno di questi integrati destinati al calcolo. Per l'entrata, è ovvio, vi deve essere una **porta.** Questa « porta » può servire anche tutto l'integrato ma, in un integrato è facile vi siano più porte, ed anche di diverso tipo.

La porta non è però, né un componente speciale né un organo particolare; è semplicemente un diodo (o più diodi) o un transistore (o più transistori) cui viene inoltrato il segnale di partenza da elaborare.

Queste porte a seconda del come agiscono — ora lo vedremo — prendono una definizione che, in lingua inglese, ricorda il loro comportamento. Schematicamente sono stati loro attribuiti dei simboli che, variando nel disegno indicano subito il tipo di « porta ».

Aggiungiamo ancora che è d'uso schematizzare anche tutte le possibili combinazioni che

la porta consente o provoca, in una piccola tabella che prende il nome significativo di **tavola della verità**.

Si osservi ora la **figura 2 W**; essa rappresenta la porta più semplice che si possa concepire. Vi è una sola entrata ed una sola uscita. Il cerchietto che si vede all'uscita sta ad indicare che la porta provoca, al suo interno, un'inversione dello stato.

La relativa tavola della verità ci dice alla colonna « A » i possibili stati dell'entrata e alla colonna « Z » gli stati derivanti, all'uscita; come si vede questa porta inverte sempre ed è detta perciò, anche, « inverter ».

Abbiamo indicati gli « stati » d'entrata con **1** e con **0**; è il modo più semplice per significare un SI ed un NO e deve essere ben chiaro che « 1 » e « 0 » qui **non hanno significato numerico** ma stanno solo a rappresentare, ciascuno, uno stato ben definito della variabile che viene presa in considerazione.

Così, ad esempio, se questa è riferita (**figura 3 W**) ad un interruttore (che ha due « stati » in quanto può essere « aperto » o « chiuso ») possiamo assegnare allo stato di riposo (ad esempio, chiuso) lo « 0 » ed allora « 1 » rappresenta lo stato di apertura; possiamo anche presupporre — stà solo a noi — una situazione inversa, e cioè considerare « 0 » come stato aperto ed « 1 » allora significa chiuso.

Tornando ora alla porta prima citata vediamo come essa simbolizzi proprio ciò che è schematizzato in figura 3 W. A interruttore del circuito di comando (A) aperto corrisponde interruttore di utilizzazione (Z) chiuso (...inversione) ed allorché « A » viene chiuso, « Z » si apre (...inversione).

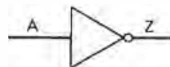
Le porte in pratica hanno sempre più di una entrata; ciò viene indicato nel simbolo con un ulteriore (o ulteriori) trattini, così come si vede in **figura 4 W** che schematizza una porta a 7 ed un'altra a 9 entrate.

La **figura 5 W** rappresenta una porta a due entrate: oltre ad un'entrata « A » così come nel primo caso, vi è anche un'entrata « B ». È facile intuire che l'uscita dipenderà tanto dallo stato di « A » che da quello di « B », e dalle loro combinazioni possibili che sono quattro, così come indica la tabella della verità.

Se vogliamo fare un'analogia simile a quella già vista (interruttore aperto o chiuso), per una porta di questo tipo ma, ad esempio, a tre entrate, dobbiamo ipotizzare un circuito come quello di **figura 6 W**.

Si nota subito che per fare circolare corrente è necessario che tutti gli interruttori (a, b, c,) in serie, siano chiusi; chiuderne uno o due soli non servirebbe a niente. In altre parole « a » **and** (= ed) « b » **and** « c » debbono essere chiusi affinché anche « Z » si chiuda. Da qui il nome **AND** a questo tipo di porta.

Si rilevi che il relé è qui di tipo opposto a quello visto prima; perciò non è necessaria inversione.



A	Z
0	1
1	0

Fig. 2 W - Simbolo di una porta invertitrice. Il segnale entrante in A viene ricavato in uscita (Z) nello stato opposto a quello che esso aveva; ce lo conferma la tavola della verità. Questa porta è detta NOT; essa « nega » l'entrata.

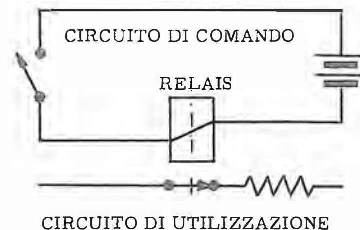


Fig. 3 W - Un caso pratico di analogia con la porta illustrata a fianco. Se lo stato dell'entrata (interruttore del circuito di comando) è 0 (aperto), quello d'uscita (sul circuito di utilizzazione) è 1 (chiuso); per contro se lo stato d'entrata è 1 quello d'uscita è 0.

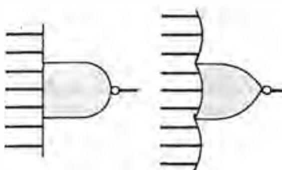
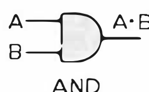


Fig. 4 W - Il trattino a sinistra del simbolo (A nella figura precedente) indicando l'entrata, per più entrate si avranno più trattini.

La **figura 7 W** riproduce una porta, a due entrate, che però agisce in modo diverso da quella a due entrate già vista. Ce lo conferma la tabella della verità.

Questa ci dice che l'uscita è presente se su un'entrata **or** (= oppure) sull'altra c'è lo stato previsto. La porta si chiama, quindi, **OR**.



A	B	Z
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Fig. 5 W - Con due entrate vi sono 4 possibili combinazioni. La tavola della verità mostra che l'uscita (Z) è 1 solo quando sia A che B sono 1; per questo la porta è detta anche « coincidente ». Più correntemente è definita AND; il simbolo matematico è un punto (.) e l'espressione algebrica A . B.

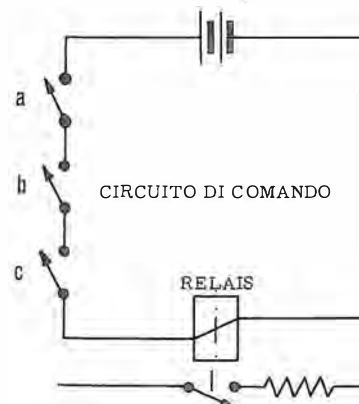
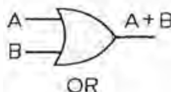


Fig. 6 W - Analogia del funzionamento di una porta AND. L'interruttore del relé si chiude (1) solo quando si verifica la coincidenza della chiusura (1) di tutte e tre le entrate della porta (a, b, c).

L'esempio di una porta simile (ma con tre entrate), per continuare nella serie degli schemini illustrativi, appare in **figura 8 W**.

Vediamo in essa che è sufficiente che **uno solo** degli interruttori (a, b, c) sia chiuso per-



A	B	Z
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

Fig. 7 W - La tavola della verità ci dice che l'uscita è 1 se una (A), o l'altra entrata (B) (oppure tutte e due) sono 1; è la porta OR, il cui simbolo matematico è +, per cui l'uscita (Z) è A+B.

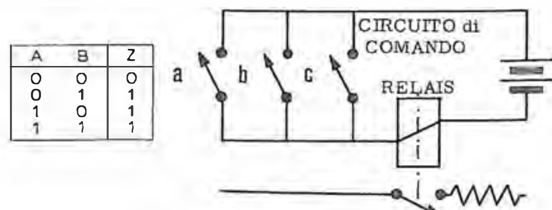
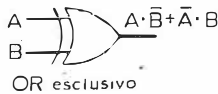


Fig. 8 W - Se l'uno (a), o l'altro (b), o l'altro ancora (c) degli interruttori d'entrata (oppure tutti e tre) sono chiusi (stato 1), l'uscita (circuito di utilizzazione) va anch'essa in stato 1 (chiuso).



A	B	Z
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Fig. 9 W - Per ottenere lo stato 1 in uscita questa porta chiede che solo B sia in stato 1, o solo A; in altri termini, esclusivamente o l'una o l'altra entrata. Il simbolo matematico riprodotto dice che l'uscita (Z) è A in stato 1 se B è « negato » (trattino sopra alla lettera) oppure è B in stato 1 se A è « negata ».

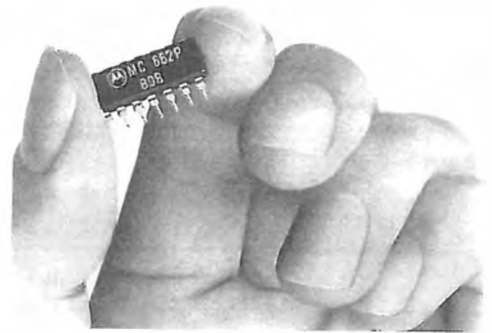
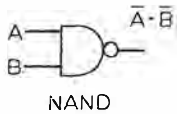
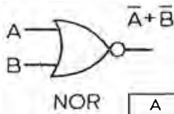


Fig. 14 W - I contenitori dei circuiti integrati presentano dimensioni che, se pur piccole, sono grandi nei confronti dell'integrato vero e proprio (« chip »); ciò è dovuto alla necessità di corredare le entrate con altrettanti terminali o piedini. Le forme possono essere diverse ma tendono a standardizzarsi.



A	B	Z
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Fig. 10 W - Le uscite qui sono in stato contrario di quelle che si hanno per la porta AND per pari stati di entrata quindi, è detta NAND. È la porta più usata in pratica. Il simbolo e la tavola della verità confermano che l'uscita (Z) è come quella della AND, ma « negata »: A · B (si ha, cioè, l'inversione; vedi cerchietto).



A	B	Z
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

Fig. 11 W - Le uscite sono in stato contrario di quelle che si hanno per la porta OR per pari stati d'entrata quindi, è detta NOR. È anch'essa molto impiegata. Simbolo e tavola dicono che l'uscita è come per la OR, ma «negata»: A+B. Si ha quindi, inversione.

ché circoli corrente ed il relé risulti eccitato. Anche qui non vi è inversione.

Si può dare il caso che lo stato d'entrata sia una scelta obbligata, ossia si abbia l'uscita se l'avvenimento è presente solo sull'una o sull'altra entrata; in altre parole, che sia esclusa la simultaneità.

Il caso citato dà luogo ad una porta definita **OR ESCLUSIVA** che si raffigura come in **figura 9 W.**

Un'altra funzione di porta è visibile in **figura 10 W.**

Si tratta di una porta che — come ci mostra la tabella della verità — dà in uscita il contrario di quanto si ha con la porta **AND** (vedi figura 4 W). Il simbolo infatti è lo stesso, ma il cerchietto sta ad indicare — come sappiamo — che vi è un'inversione. Da qui la definizione di **N**ot (inversione) **AND**, cioè **NAND**. È un tipo di porta tra i più usati.

Un caso analogo ce lo offre la porta **NOR** (**N**ot **OR**). Come dire, la porta OR (figura 7 W) con uscita inversa (**figura 11 W**).

Possiamo facilmente renderci conto di questa situazione tornando al nostro schemino di applicazione interruttori/relé. Se quest'ultimo è del tipo inverso a quello usato in figura 8 W e cioè ha l'interruttore chiuso a riposo (**figura 12 W**) è necessario che né il contatto « a », né quello « b », né quello « c » siano chiusi, altrimenti « Z » si apre.

Così come vi è una OR ESCLUSIVA vi è anche **NOR ESCLUSIVA**; essa viene raffigurata col simbolo di **figura 13 W.**

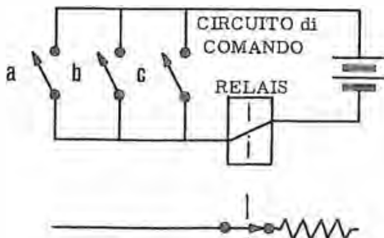
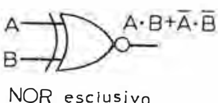


Fig. 12 W - Nell'esempio si osserva che lo schema è eguale a quello della OR (figura 8 W) ma essendo il relé del tipo chiuso a riposo nè « a », nè « b », nè « c » devono essere chiusi se si vuole il funzionamento del circuito di utilizzazione.



A	B	Z
0	0	1
1	0	0
0	1	0
1	1	1

Fig. 13 W - L'uscita in stato 1 si ha esclusivamente se A e B sono entrambe in stato 0 oppure sono entrambe in stato 1. Come si vede è la situazione contraria quella della OR esclusiva (figura 9 W). Si ha inversione.

Terminologia

Abbiamo incontrato già, nel testo immediatamente precedente, non pochi termini nuovi. Tutto il settore degli integrati (dalle caratteristiche, alle funzioni, ai sistemi costruttivi, agli impieghi, ecc.) si vale di dizioni proprie, quasi tutte derivate dalla lingua inglese, molto spesso abbreviate.

È utile, indubbiamente, conoscere queste parole e queste sigle perché gli schemi e le descrizioni ed i cataloghi vi fanno abitualmente riferimento. Per questo motivo ne citeremo ora diverse, scelte ovviamente tra quelle più utili e più ricorrenti.

Si è detto che la « porta » è un assieme di organi preposti all'entrata. La scelta, da parte del costruttore di integrati, di una predisposizione circuitale d'entrata basata su resistenze, o su diodi, o su transistori (di vario tipo) ha dato luogo ad altrettante « famiglie » di integrati o per meglio dire, di « logiche ». Si sono avute così le:

— **RTL**: **R**esistor-**T**ransistor **L**ogic
— **DTL**: **D**iode-**T**ransistor **L**ogic
— **TTL**: **T**ransistor-**T**ransistor **L**ogic

In linea di massima si è passati, nell'ordine e nel tempo, dall'una all'altra famiglia citata attuando progressi e traendone quindi vantaggi funzionali. Così la RTL è ora praticamente abbandonata e la DTL poco usata. Per contro nelle TTL sono entrate le tecniche dei transistori MOS (Metal Oxyde Semi-conductor) con il pregio, tra l'altro, di una densità di elementi molto più alta rispetto alla tecnologia convenzionale (planare-epitassiale) ed una elevata resistenza di ingresso.

Il **Fan-in** di un integrato è il numero di ingressi presenti ad una porta.

Il **Fan-out** è il numero dei circuiti che possono essere comandati da una porta.

La logica è detta **negativa** se usa una tensione negativa (livello basso) per lo stato logico « 1 » mentre è detta **positiva** se per lo stesso stato « 1 » usa una tensione positiva (livello alto).

Per **Packaged I.C.** si intende un circuito integrato di serie, pronto all'impiego, ossia racchiuso nel suo contenitore (**figura 14 W**).

Se le quantità vengono rappresentate con segni; se il calcolo è eseguito, ad esempio, con lettere, si ha l'algebra. Per l'impiego, lo studio, il progetto, il calcolo, ecc. relativo alle « logiche » elettroniche si impiega l'**algebra di Boole**; è pertanto un'algebra binaria (basata su due stati) o di commutazione, ed è appunto sulla sua base che abbiamo fatto una prima, sommaria conoscenza del diverso comportamento (e definizione) delle porte.

La tecnologia costruttiva degli integrati nella sua evoluzione tende — tra l'altro — alla fabbricazione, con un'unica serie di operazioni, di un numero sempre più elevato di elementi e quindi, di funzioni. Si può dire che ci si indirizza progressivamente all'integrazione... degli integrati; questa tendenza (vedi **figura 15 W**) va sotto il nome di **LSI** (**L**arge **S**cale **I**ntegration).

Infine, abbiamo sin qui tenuto il nostro discorso sugli integrati — i primi — che hanno conquistato negli anni, tutto il settore del calcolo, dei numeri e delle operazioni relative; questi integrati, che funzionano con le « logiche » viste e con altre che vedremo in seguito, assumono quindi anche il nome di **digitali** (da « digit » = cifra). Quest'ultimo termine riferito più specificamente al sistema binario dà luogo al « **Bi**nary » « digi**t** » ossia **Bit**.

Per contro, nel campo radio, televisione, ecc. vi sono necessità ben diverse da quelle del calcolo. Sono comparsi perciò altri tipi di integrati, assai diversi (come sviluppo schematico interno), da quelli sinora citati. Per contrapposto ai **logici** di cui sopra, questi integrati sono definiti **analogici**; ciò, naturalmente, anche perché il loro funzionamento risolve problemi che traggono origine da tecniche non riducibili (in linea di massima) al comportamento drastico del SI e NO dei primi.

Nelle pagine che seguono ci interesseremo proprio di questo secondo tipo di integrati, riservando l'analisi approfondita degli altri alla lezione apposita destinata, verso la fine del Corso, al calcolo.

Gli "analogici"

Parlando degli strumenti di misura, ed in particolare del modo in cui la loro informazione viene visualizzata, abbiamo osservato che vi sono i classici tipi con scala stampata ed indice mobile che può portarsi in corrispondenza di qualsiasi indicazione impressa sulla scala stessa, ed i tipi che fanno invece apparire direttamente il valore sotto forma di numeri.

Un caso oramai molto comune di questa diversa possibilità di indicazione, e conseguentemente di tecnica, è quello dell'orologio; vi sono infatti sempre i tipi classici con lancette, e quelli più recenti con numeri (luminosi o meno).

Questa differenziazione ci chiarisce ulteriormente la spartizione nei due grandi settori. Abbiamo, nei primi tipi citati, delle indicazioni analogiche e negli altri, delle indicazioni logiche. Due altri termini spesso impiegati per definire gli stessi settori sono, rispettivamente, lineare e digitale e, per gli integrati creati in funzione, gli **integrati lineari** e gli **integrati digitali**.

Come si è visto, nei logici i componenti attivi (transistori) funzionano come interruttori in quanto chiudono o aprono dei circuiti (sono dei relé elettronici); essi rispondono, in altre parole, alle due condizioni classiche (sistema bina-

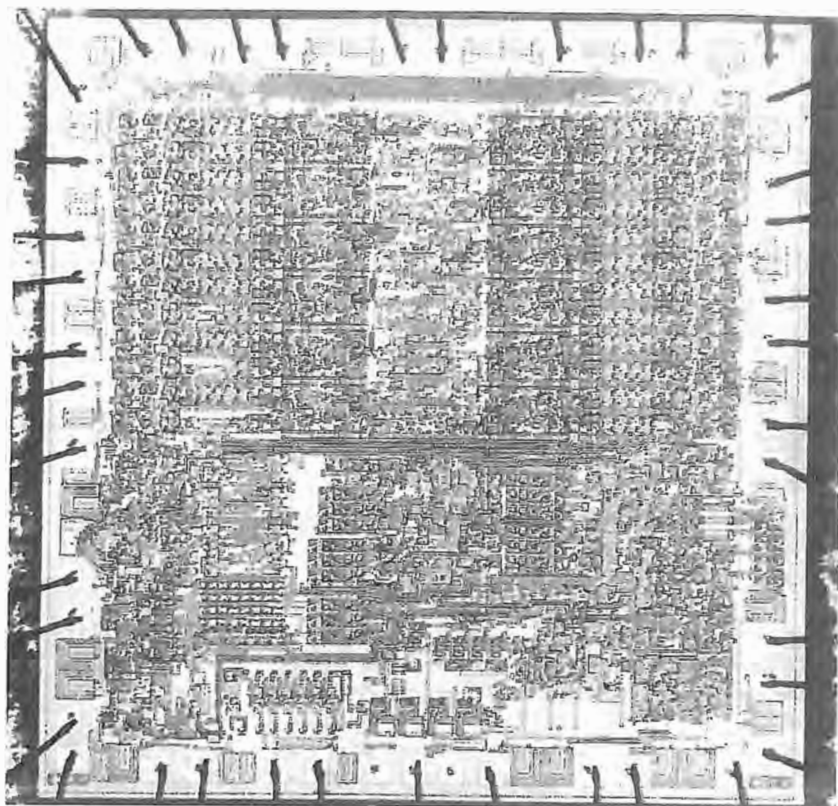
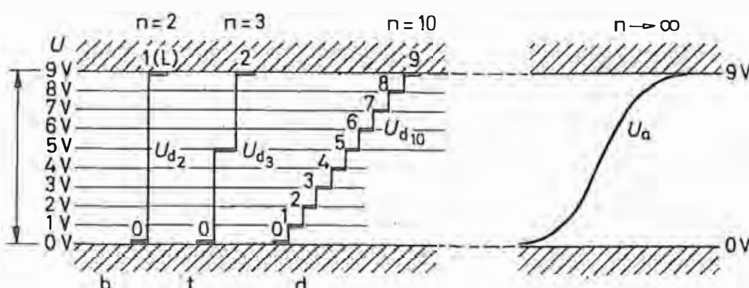


Fig. 15 W - Questa fotografia consente di farsi un'idea di come si presenta in realtà un circuito integrato... Nel caso specifico si tratta di un circuito generatore di ritmi per strumenti musicali (M 251); è racchiuso in contenitore plastico a 40 piedini.



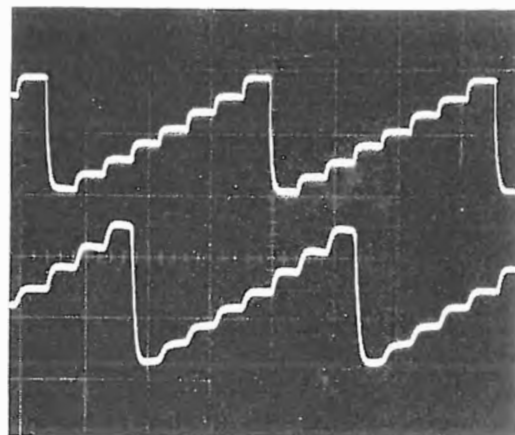


Fig. 16 W - Con la tecnica «binaria» (b) in presenza di una tensione di segnale U di 9 V, si hanno o i 9 V, o 0 V; con tecnica «ternaria» (t) si può avere anche un valore intermedio e con tecnica «decimale» (d), dieci valori graduali. Con tecnica «analogica» è possibile (Ua) un numero infinito di valori tra 0 e 9 V.

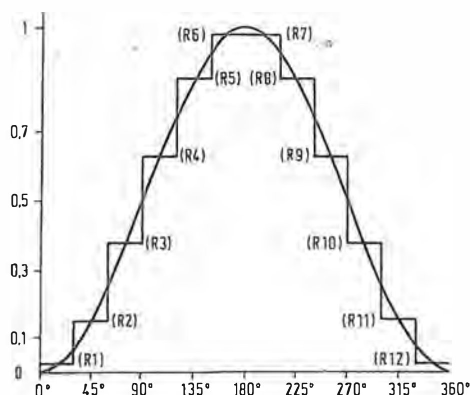


Fig. 17 W - Supposto un commutatore, senza arresto, che inserisca valori diversi di resistori fissi (da R 1 a R 12) cui corrispondano altrettante tensioni determinate d'uscita, si otterranno risultati a gradino (logici); se si impiega un potenziometro, il risultato è una curva continua (analogico).

rio) della logica. Negli esempi visti essi erano di si/no, aperto/chiuso e, possiamo aggiungere, alto/basso, tutto/niente.

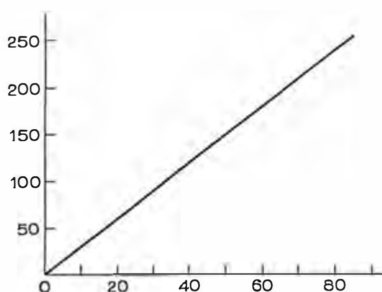
Stando così le cose è evidente che con i logici non vi è una condizione intermedia. Una classica forma di oscillazione a « dente di sega » costruita con una successione di valori logici apparirà a « gradini » sull'oscilloscopio, così come si può osservare in **figura 16 W**. Lo stesso può dirsi per la rotazione di un albero determinante tensioni — o correnti — variabili con l'angolo (le due **figure 17 W**).

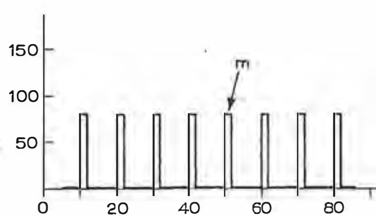
Nella stessa figura si vede anche, come la curva risulti ben più utile se ricavata con sistemi lineari e ciò perché per questi ultimi alla variazione della grandezza entrante (tensione o corrente) corrisponde una variazione della stessa grandezza all'uscita. Dal momento che queste due variazioni seguono quasi sempre la legge della linearità si è data a questi integrati analogici la denominazione già citata di « lineari ».

Si comprende facilmente ora che mentre per i calcolatori necessitano i digitali, per gli amplificatori o gli elaboratori di segnale si prestano assai meglio gli analogici o lineari.

Questi offrono, come si è detto, un segnale d'uscita della stessa forma di quello d'entrata; vi è unicamente amplificazione e nello stesso tempo cambiamento di impedenza. Ciò, ben inteso, come principio perché la meta finale dell'attuale analogico è l'elaborazione di un servizio o funzione completa e perciò nello stesso dispositivo i vari elementi che lo compongono possono essere destinati a filtrare, stabilizzare, oscillare, comparare, ecc.

Fig. 17 W - Un trasduttore è un dispositivo che converte una forma di energia in altra forma. Un tipo analogico, ad esempio, per un movimento rotativo di un albero darà un responso — supponiamo, di corrente — come a sinistra; un tipo digitale darà impulsi eguali (m), ma riferiti nel tempo ai gradi, sì da servire come mezzo per una indicazione (visualizzazione) dello stesso risultato.





Stà di fatto, comunque, che il lineare è nato più che in concorrenza, come ausilio ai « logici » in quanto destinato, agli inizi, all'amplificazione laddove (calcolo) i logici costituiscono l'elemento vitale. Ciò non toglie che il tipo più semplice abbia acquisito il nome di **operazionale** (sarebbe meglio dire « operativo ») perché destinato alle operazioni matematiche.

Gli elementi attivi (transistori) che sono presenti nei logici sono utilizzati — sappiamo — solo come commutatori. È sufficiente fornire loro una debole corrente di base affinché la corrente di collettore passi da zero al suo valore massimo; ciò vuol dire anche, al contrario, affinché la tensione di collettore passi dal suo valore massimo a pressoché zero. Lo stato in cui la corrente di collettore è quasi nulla viene detto stato bloccato (il transistore è interdetto); lo stato in cui la stessa corrente è massima è lo stato aperto (il transistore è in saturazione).

Gli elementi attivi (transistori) che sono presenti negli analogici devono invece — diversamente da quanto si è visto sopra — essere accuratamente polarizzati; per conservare la prerogativa di linearità essi devono funzionare nella parte centrale lineare della loro caratteristica di trasferimento e non alle estremità.

La polarizzazione deve essere accurata — e si discosta da quella abitualmente impiegata con i transistori discreti — perché gli stadi all'interno dell'integrato sono sempre ad accoppiamento diretto. Ciò deriva dal fatto che con la tecnologia della integrazione è praticamente impossibile creare i condensatori di accoppiamento. Questi poi, date le basse impedenze di ingresso (parliamo qui dei transistori bipolari e non dei MOS) dovrebbero essere di elevata capacità e si comprende che è molto difficile realizzare condensatori integrati il cui valore superi poche centinaia di picofarad.

Anche le resistenze, in dipendenza dell'accoppiamento diretto, vengono ad assumere oneri di più alta precisione.

A fronte di queste difficoltà vi sono dei fattori che giuocano a favore.

Il fatto che tutti i componenti siano realizzati sulla stessa piastrina di silicio significa che da un lato è facile costruire coppie di transistori con caratteristiche eguali e dall'altro, che la temperatura dell'insieme del circuito è uniforme, ciò che aumenta la sua stabilità termica.

I primi circuiti integrati lineari posti sul mercato per pratiche applicazioni sono stati quelli per le protesi auditive: queste avevano un guadagno dell'ordine di 5 000 e, naturalmente, grazie agli integrati realizzavano un progresso importante in quanto a riduzione d'ingombro.

Si è passati poi ad amplificatori con guadagno superiore ai 100 dB ed eccellente stabilità in temperatura, dell'ordine del µV (microvolt) per grado centigrado su di una piastrina il cui lato non supera 1,4 mm. Si sono realizzati amplificatori per gamme di frequenza molto ampie

(videofrequenze): ad esempio, amplificatori con un guadagno di 40 dB ed una banda passante di 40 MHz (da 0 a 40 MHz).

L'impiego degli integrati analogici negli amplificatori a media frequenza è stato per diverso tempo limitato a causa della quasi impossibilità di realizzare bobine anch'esse integrate. Tuttavia si sono costruiti amplificatori integrati per media frequenza da 1 a 100 MHz ricorrenti a circuiti d'accordo LC esterni, con guadagno tipico di 30 dB, una larghezza che dipende dalla sovratensione del circuito esterno ed un fattore di rumore di 6 dB. La stabilità di questi circuiti è risultata migliore dei loro analoghi costruiti con elementi discreti, in modo particolare grazie all'uniformità delle temperature sulla piastrina di silicio.

Per concludere questo primo cenno diremo che si stanno sviluppando sempre più dei dispositivi che consentono di accoppiare, laddove ciò possa tornare utile e vantaggioso, i due grandi settori degli integrati: si chiamano **convertitori digitali/analogici** o **convertitori analogici/digitali**. Si comprende facilmente come le prerogative dell'una e dell'altra categoria possano essere con vantaggio reciproco interscambiate.

La fabbricazione

Più di 250 000 componenti su di una piastrina di 2,5 cm × 2,5 cm è certo una densità di fabbricazione che fa nascere difficoltà costruttive non indifferenti e facilmente immaginabili: tuttavia, si perviene correntemente ad un simile risultato.

Il lettore sa già, per quanto è stato detto prima sulle giunzioni e dopo sui transistori, che la tecnologia in questione è un'estensione del processo planare.

Tanto gli elementi attivi quanto quelli passivi vengono formati sulla piastrina di silicio mediante la diffusione di impurezza in regioni prestabilite. Così tali regioni subiscono le dovute modifiche nelle loro caratteristiche elettriche e risultano idonee alla formazione delle giunzioni « pn ».

In fase di progetto circuitale ci si orienta su una procedura che consenta la formazione dei diversi elementi con la stessa sequenza dei processi di diffusione.

Le caratteristiche ed i particolari di questi ultimi sono stabiliti in dipendenza alle caratteristiche che i transistori impongono.

Per gli altri elementi viene studiata una configurazione (geometria) che permetta il raggiungimento dei valori desiderati utilizzando la stessa sequenza di diffusione che serve a creare i transistori.

Per prima cosa deve essere progettato il circuito e tale progetto è ovviamente legato all'impiego di elementi che siano realizzabili con i processi di diffusione. In altre parole — per fare un esempio — non si può pensare di incorporare condensatori di alta capacità, così come si è già detto accennando al tipo di accoppiamento interstadio imposto per i lineari. Molte volte si realizza in laboratorio con componenti discreti il circuito progettato, per esaminarne il funzionamento ed intervenire al caso a varianti di soluzione e valori.



Fig 18 W - Il disegno completo del tracciato di un circuito integrato viene eseguito in dimensioni che sono centinaia di volte maggiori di quelle che l'integrato avrà. Da questo disegno si selezionano disegni singoli (colorati diversamente) per le diverse maschere.

Si sviluppa un disegno completo del tracciato (**figura 18 W**) in scala enormemente più grande; il rapporto è di 500 volte circa; così che per pervenire ad una piastrina con un lato, poniamo, di 1,5 mm, si farà un disegno che sarà su quel lato 75 cm.

Dal disegno della pianta dell'intero circuito si selezionano altrettanti disegni quante sono le maschere che occorre preparare (maschera per la diffusione sottostante lo strato epitattico, maschera per l'isolamento tra i circuiti, maschera per creare le basi, maschera per gli emettitori, ed infine, maschera per i contatti e le interconnessioni).

Con un'attrezzatura fotografica di alta precisione (**figura 19 W**) i singoli disegni vengono ripresi su pellicola ad alto contrasto e ridotti, con passaggi successivi, sino al formato definitivo. Con tale formato ogni tracciato viene ripe-

Fig. 19 W - Le maschere si ricavano e si selezionano dal disegno mediante una serie di riprese fotografiche; le pellicole per questo tipo di lavoro sono ad alto contrasto (tipo per arti grafiche) e presentano solo i tratti o la trasparenza: non vi sono grigi.

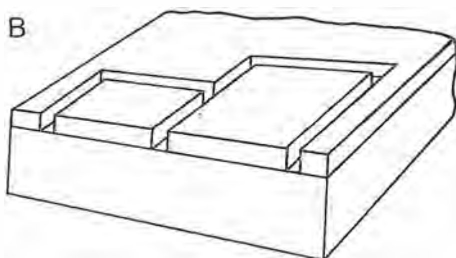


A



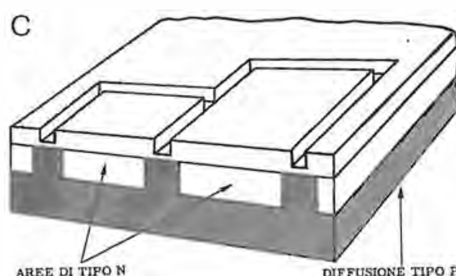
Fig. 20 W - La piastrina di silicio dopo diversi trattamenti che rendono speculare la sua superficie è portata ad alta temperatura in ambiente ossidante: si forma, allora, uno strato di ossido che ha la particolarità di una struttura assai resistente alla temperatura, ad agenti chimici in genere, ed è un buon isolante.

B



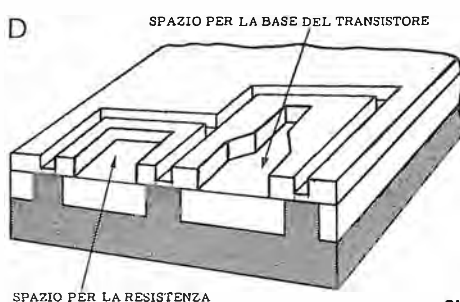
Per intaccare l'ossido si depone una emulsione fotoresistiva su tutta l'area, poi tramite una maschera selezionata dal disegno dell'integrato, la si espone agli ultavioletti. Le zone nere della pellicola arrestano la luce che, passando solo dalle zone trasparenti indurisce la lacca. Questa allora resiste all'acido fluoridrico in tali zone mentre lacca e ossido sono asportati dall'acido, dalle altre.

C



Si può diffondere all'interno della piastrina l'impurità di tipo P (boro) in modo selettivo, passando cioè nelle zone studiatamente liberate dall'ossido grazie alla maschera. Le aree, in origine di tipo N, restano tali controllando il procedere della diffusione (tempo e temperatura).

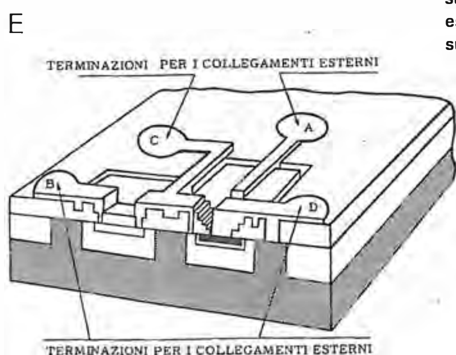
D

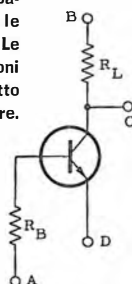


L'operazione successiva — sempre tramite emulsione, maschere e raggi ultravioletti — vede la corrosione delle regioni ove dovranno formarsi la base e l'elemento resistivo di tipo P.

Si procede poi alla diffusione dell'emettitore sempre secondo la citata tecnologia. Con gli stessi metodi si realizzano i condensatori (capacità intrinseca delle giunzioni) e le giunzioni che fungono da diodi. Le superfici previste per le connessioni esterne terminano in un dischetto sul quale si applica un conduttore.

E





La struttura disegnata corrisponde (vedi schema) ad una « porta » a transistore.

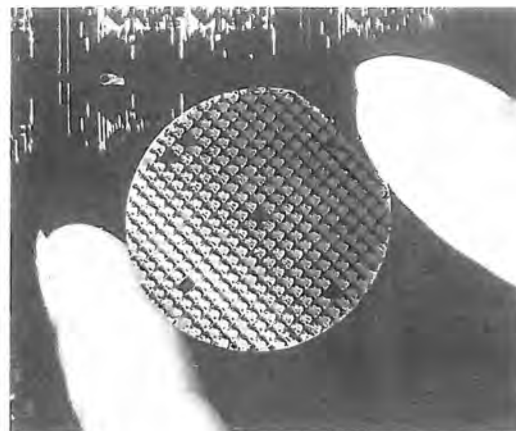


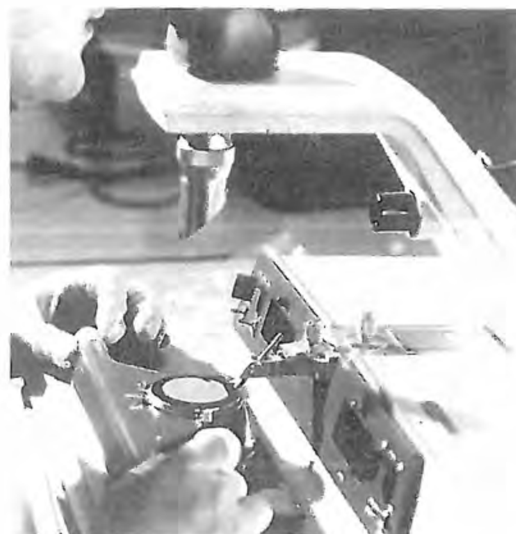
Fig. 21 W - Piastrina di silicio con circa 300 circuiti a semiconduttori ognuno dei quali reca quaranta componenti su una superficie di 2,4 millimetri quadrati.

tuto più volte affiancato, su di una stessa pellicola che ha un'area utile pari a quella di una fetta di silicio sulla quale verranno formati più integrati.

Si creano così altrettante fotomaschere principali dette « master » e da esse, con stampa per contatto, si ricavano le controcopie da utilizzare per proteggere le parti che non devono essere rimosse. Questa protezione si ottiene, come abbiamo visto per la costruzione dei transistori, indurendo con la luce ultravioletta una resina fotosensibile stesa sulla superficie.

Le fette di silicio che sono sottoposte ai processi di ossidazione, di eliminazione selettiva dell'ossido, di diffusione dei droganti attraverso le finestre praticate nell'ossido destinate ai contatti (**figura 20 W**) sono del diametro di 38 mm (**figura 21 W**) e di uno spessore di 300 µm circa. Per una superficie di integrato tipica (quadrato di 1,3 mm di lato) da una fetta di silicio si ricaveranno 500 circuiti circa; essi verranno poi separati e prelevati dalla fetta mediante incisione (**figura 22 W**).

Fig. 22 W - Le « pulci » sono separate mediante un'operazione di incisione meccanica sulla piastrina di silicio che le reca e vanno a formare, ciascuna, un integrato.



Collegamenti esterni - capsule

Le piastrine del circuito integrato disponibili dopo le operazioni di incisione e rottura della fetta, devono essere montate in un contenitore.

I tipi di contenitore più correntemente usati sono quattro e precisamente:

— il tipo TO-5 a molti terminali. È lo stesso contenitore metallico (**figura 23 W**) impiegato per i transistori;

— il tipo denominato « flat-pack » (**figura 24 W**), caratterizzato da aspetto e struttura piatta;

— il tipo « dual-in-line » (**figura 25 W**) che è tra i più diffusi, sia tra i logici che tra gli analogici;

— il tipo « split » (**figura 26 W**) che deriva, in certo qual modo, dal precedente: invece di presentare tutti i piedini in fila (« in-line ») ha una disposizione con sfalsamento che può agevolare il tracciato delle piste del circuito stampato.

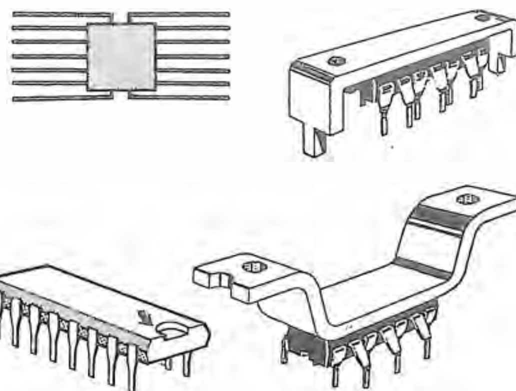


Fig. 24 W - (in alto, a sinistra). Il « flat-pack », vale a dire, custodia piatta, necessario nei montaggi compatti.

Fig. 25 W - (a sinistra, sotto). Il « dual-in-line », cioè a doppia fila allineata: è il più diffuso.

Fig. 26 W - (i due, a destra). Lo « split »: assai usato per i tipi di potenza, quali quelli illustrati sui quali si osservano due tipi di dissipatori di calore.

★ ★ ★

Tutti i contenitori prevedono, in centro, un posizionamento obbligato della piastrina e il susseguente fissaggio che solitamente è fatto ricorrendo ad una cementazione a caldo con temperatura che però non supera i 400 °C.

Per le connessioni elettriche tra le regioni di contatto del circuito ed i gambi terminali esterni uno dei sistemi per molto tempo usato è quello delle saldature per compressione termica: lo illustriamo in **figura 27 W**.

Un sottilissimo conduttore d'oro (diametro di 25 μm, circa) è infilato in un ago capillare; un cannello a idrogeno provoca la fusione di questo filo, il che porta alla formazione di una pallina all'estremità uscente dall'ago.

Contenitore e piastrina vengono riscaldati a 300 °C; l'ago è poi abbassato in modo che la pallina tocchi la dovuta regione di contatto, vale a dire tocchi laddove si deve effettuare l'inizio del collegamento che andrà al gambo. Viene poi esercitata una pressione e la pallina si appiattisce sino a formare, stante la temperatura, una vera e propria saldatura d'oro alla regione di contatto.

L'ago poi si alza, e si sposta al di sopra del gambo-terminale. Dall'ago durante lo spostamento fuoriesce sempre il filo d'oro così che questo rimane come collegamento tra il punto già saldato e il punto in cui ora verrà saldato nuovamente. Ciò si può osservare agevolmente nella figura citata.

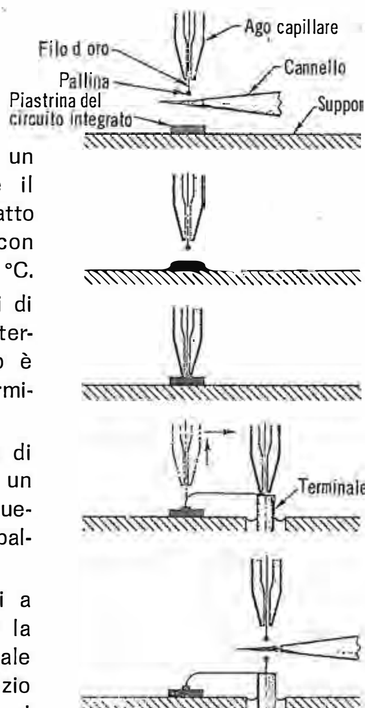


Fig. 27 W - Le diverse fasi di un'operazione di compressione saldatura dei terminali con le piazzuole previste all'uopo sulla superficie dell'integrato: vedi E della figura 20 W.

Dopo la seconda saldatura, l'ago si alza ancora, e mediante il cannello ad idrogeno viene tagliato il filo. Ne consegue la formazione di una nuova pallina, pronta per la ripetizione delle accennate operazioni.

I perfezionamenti apportati al sistema hanno consentito ora l'esecuzione di tutte le connessioni con operazione unica.

I primi modelli di contenitore sopra citati vengono racchiusi da un coperchietto mentre gli altri (in plastica) sono modellati da uno stampo (**figura 28 W**). In entrambi i casi viene eseguito, a chiusura ermetica effettuata, un controllo della tenuta d'aria.

Seguono le misure elettriche che sono varie e molteplici (in alternata ed in continua) ed il cui scopo finale è, ovviamente, quello di accertare che l'integrato risponda ai dati caratteristici funzionali.

Tutte le delicate e molteplici operazioni che si susseguono per pervenire al prodotto finito fanno sì che — per forza di cose — si verifichi uno scarto di lavorazione piuttosto notevole. Si pensi che dall'inizio del lavoro al taglio della fetta si accumula già uno scarto che può essere dal 60 al 90 %, a seconda del tipo di integrato. Montaggio e prove elettriche portano poi lo scarto complessivo all'80 o 95 %... Tuttavia, si deve tenere presente che si hanno oltre 500 circuiti su di una sola fetta con formazione — come abbiamo visto — contemporanea; questa contropartita compensa i costi dello



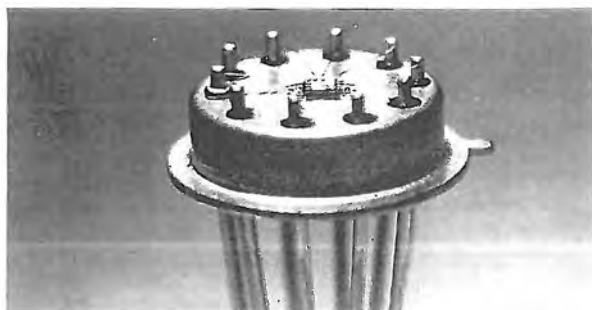
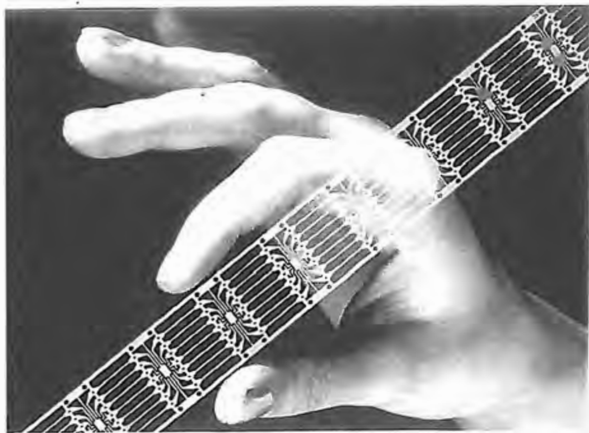


Fig. 23 W - I primi circuiti integrati (e tuttora alcuni modelli) erano racchiusi in una classica custodia metallica per transistori, la TO-5. Si preferisce ora la forma rettangolare in quanto più comoda e razionale.



Prima di essere collocati all'interno della custodia in plastica, gli integrati si presentano, nella loro serie di produzione, come in figura. A volte le parti metalliche sono dorate.

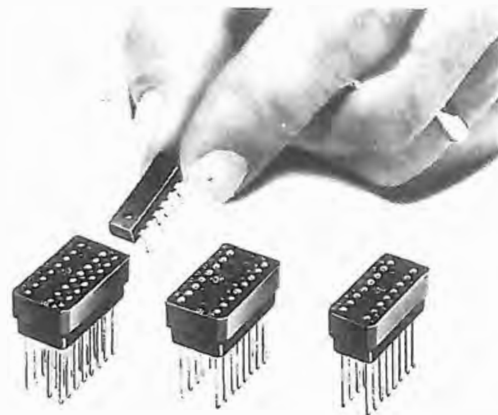


Fig. 29 W - Gli zoccoli consentono una facile intercambiabilità degli integrati. Essi però, possono rappresentare anche un punto debole del montaggio se la loro esecuzione non è accurata e non offre garanzie di stabilità elettrica e meccanica.

scarto e rende egualmente competitivo l'integrato nei confronti dell'assieme di componenti discreti.

L'inserimento dell'integrato nell'apparecchiatura che lo impiega può essere fatto sia prevedendo la foratura del circuito stampato in corrispondenza dei suoi piedini, sia prevedendo uno zoccolo apposito da collocare sul circuito stampato.

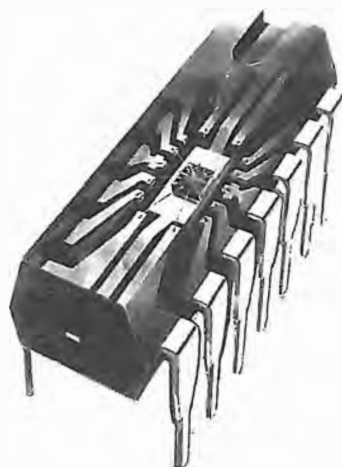


Fig. 28 W - Questa illustrazione mette in chiara evidenza la struttura interna di un modello corrente con custodia « in-line ». Si scorgono i fili conduttori tra piedini e basetta.

Nel primo caso la saldatura — che avviene, industrialmente, a bagno di stagno — fa sì che l'integrato sia estraibile con difficoltà per una eventuale sostituzione o prova; il sistema ha il vantaggio di un basso costo in quanto non necessita di alcun componente supplementare.

Nel secondo caso lo zoccolo (vedi **figura 29 W**) rende agevole lo scambio e quindi in apparecchiature di serie non molto elevate (professionali, ad esempio) può essere preferibile; vi sono però montaggi in cui la presenza dello zoccolo può anche essere causa di inconvenienti se vi sono segnali a radiofrequenza ed elevata amplificazione e se lo zoccolo non è particolare (a profilo molto basso).

Come vedremo più avanti, l'integrato stesso può dover essere integrato in un assieme di ridottissime dimensioni che comprenda i componenti esterni. Questi, allora, sono quasi sempre del tipo a strato spesso e le custodie classiche si prestano poco, perché ingombranti, ad un impiego del genere; è in questi casi che si adotta il tipo piatto (figura 24 W).

È opportuno ricordare che mentre l'indicazione dei piedini dei transistori viene sempre riferita considerando il dispositivo posizionato in modo da avere i terminali rivolti in alto (verso chi guarda), per gli integrati si segue il sistema inverso; ciò vuol dire che l'integrato va osservato — ai fini dell'individuazione dei piedini — con i terminali volti all'ingiù.

Questi naturalmente non possono essere subito definiti secondo l'abituale sistema del transistore (base, collettore, ecc.) ma ricevono un numero progressivo la cui corrispondenza viene riferita — modello per modello — dal costruttore.

Una norma, comunque, esiste in materia (**figura 30 W**) ed è quella secondo la quale se il dispositivo viene posizionato (abbiamo detto, col dorso sopra) con la **tacca di riferimento** in alto, la numerazione inizia con l'« 1 » come primo piedino a sinistra, scende verso il basso (ad esempio = 7), prosegue a fianco, dall'altro lato (8) e risale sino a definire (ad esempio, 14) il piedino a destra in alto (contrapposto all'1).

I piedini sono sempre presenti tutti anche se per certi integrati alcuni di essi non corrispondono ad alcuna connessione.

Per gli integrati che includono stadi di potenza si rende necessario un dispositivo che sia in grado di disperdere il calore che si sviluppa; è una situazione analoga a quella già vista per i transistori. La differenza stà unicamente nella forma che occorre dare al dissipatore affinché si modelli con l'integrato; in figura 26 W si osservano due soluzioni correnti. La loro massa metallica di dissipazione può essere ulteriormente estesa.

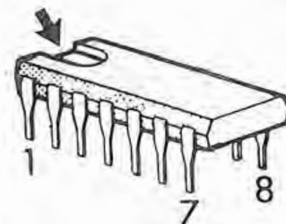


Fig. 30 W - I modelli più correnti di integrati si presentano, così come nel disegno, con una tacca (indicata dalla freccia) sulla superficie superiore della custodia; osservandola, da sopra, la numerazione convenzionale (riportata negli schemi) inizia a sinistra.

Un accorgimento spesso seguito è quello che prevede la saldatura del dissipatore ad un'area ramata sottostante, del circuito stampato, estesa quanto più possibile.

Impieghi dei circuiti integrati analogici (lineari)

L'amplificatore operazionale

Come avvenga il calcolo con l'ausilio degli integrati digitali vedremo in dettaglio al momento opportuno; con essi si effettuano tutte le operazioni matematiche (somma, integrazione, ecc.) e per essi è stato creato il primo amplificatore lineare (amplificatore di corrente continua, ossia a collegamento diretto) denominato di conseguenza « amplificatore operazionale ».

Questo tipo di amplificatore integrato è rimasto per molto tempo nell'ambito del professionale, poi con il progresso delle tecnologie e la riduzione dei costi conseguente, lo si è visto sempre più in tutti i settori, compresi i più correnti.

Che cos'è in realtà un « operazionale »? In sede di progetto di massima (e assai spesso anche di impiego) lo si può considerare come una « scatola-chiusa » di cui sia sufficiente conoscere le caratteristiche d'entrata e quelle d'uscita.

Esso è, lo abbiamo detto, un amplificatore ad accoppiamento diretto (ciò vuol dire che tra stadio e stadio non vi è interposizione di organi di accoppiamento) il cui guadagno è molto alto, e che deve essere impiegato normalmente con un forte tasso di controreazione.

Si è già vicini al vero se si considera un tale circuito come presentante caratteristiche dipendenti unicamente dagli elementi **esterni** di controreazione prescelti. Ciò significa due cose:

1 - Abbinando e scegliendo con cura i soli elementi esterni all'amplificatore, è possibile usarlo in un numero elevato di applicazioni diverse.

2 - Scegliendo per i citati componenti elementi di buona qualità non vi è problema a che il montaggio possa essere ripetuto con una fabbricazione in serie.

Quanto testé detto potrebbe far pensare che sia sufficiente un solo tipo di amplificatore operazionale per risolvere tutti i casi. E ciò sarebbe anche vero, ma a patto che l'amplificatore disponibile rispondesse sufficientemente a **tutte** le richieste di un circuito ideale; sfortunatamente, un tale amplificatore sarebbe di costo troppo alto.

I costruttori di componenti sono stati indotti, perciò, ad un elemento che rappresentasse un compromesso tra prezzo e risultati. È evidente che l'utilizzatore dovrà, di conseguenza, tenere conto dei dati del problema per scegliere il tipo di amplificatore operazionale idoneo. Per fare questa scelta è necessario anzitutto conoscere il significato delle caratteristiche esposte per ciascun componente. Vediamole.

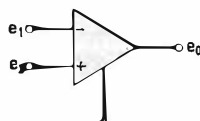


Fig. 31 W - Elemento di estrema importanza nella tecnica applicativa degli integrati, l'amplificatore operazionale è riprodotto schematicamente come in figura. Esso amplifica la differenza di tensione che può sussistere in entrata.

Il modello ideale

Le caratteristiche dell'amplificatore operazionale ideale possono essere riassunte come segue:

— guadagno infinito e costante;
— impedenza d'entrata infinita;
— impedenza d'uscita nulla;
— caratteristiche costanti su banda di frequenza infinita;
— per tensione d'entrata 0 V, tensione d'uscita 0 V;
— assenza di deriva (« drift »).

Queste considerazioni si riferiscono — si noti — all'amplificatore propriamente detto, ciò che vuol dire senza tenere conto del circuito d'entrata, della controreazione e del circuito di uscita.

L'impiego di un tale amplificatore operazionale ideale non pone problemi perché la funzione di trasferimento può essere calcolata con facilità.

Il simbolo grafico di un amplificatore operazionale è un triangolo la cui « freccia » (**figura 31 W**) indica il senso di propagazione del segnale.

Riferendoci alla citata figura, e_1 ed e_2 sono due tensioni di segnale d'entrata la cui differenza è amplificata (è il caso di applicazione più ricorrente dell'amplificatore operazionale) in modo da dare una tensione d'uscita e_0. Per il circuito si ha la seguente relazione generale:

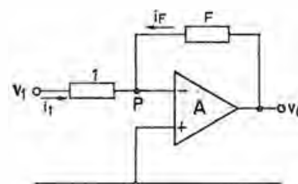
$$e_0 = f\ (e_1 - e_2)$$

nella quale f rappresenta la funzione di trasferimento dell'amplificatore.

Con circuiti d'entrata e controreazione

Secondo la disposizione più generica, un amplificatore operazionale completo (ossia, con i suoi circuiti d'entrata e di controreazione) corrisponde allo schema di **figura 32 W.**

Fig. 32 W - Nell'impiego si incontra sempre un determinato circuito d'entrata (di impedenza Z1) ed una rete di controreazione (tensione d'uscita — fase inversa — riportata all'entrata) di impedenza ZF.



Supponendo che il guadagno sia infinito, la tensione al punto P è nulla per non importa quale valore della tensione d'uscita v_0. Ciò permette di iscrivere la seguente relazione:

$$i_1 = \frac{V_1}{Z_1} \quad e \quad i_F = \frac{V_0}{Z_F}$$

Dal momento che abbiamo ammesso che an-

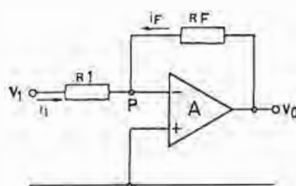


Fig. 33 W - Nel caso di circuito d'entrata e di controreazione puramente resistivi, di pari valore, l'operazionale non amplifica (guadagno = 1) ma inverte semplicemente il segnale.

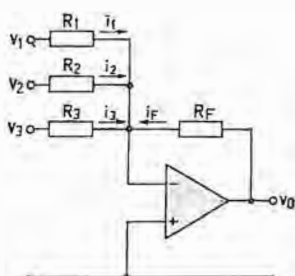


Fig. 34 W - Se la resistenza di controreazione è eguale ai singoli valori resistivi di più tensioni entranti, l'operazionale dà, in uscita, una tensione che è la somma di quelle entranti; però, ne inverte la polarità.

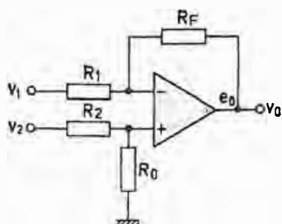


Fig. 35 W - L'uscita in questo caso è pari alla differenza tra le due tensioni entranti se la resistenza dal + verso massa è pari a quella della sua entrata e quella della controreazione è pari anch'essa a quella della propria entrata.

che l'impedenza d'entrata sia infinita, si ha che:

$$i_1 = -i_F$$

da cui:

$$\frac{v_1}{Z_1} = \frac{v_o}{Z_F}$$

e di conseguenza:

$$v_o = -v_1 \frac{Z_F}{Z_1}$$

INVERSORE A GUADAGNO 1

Sostituendo le due impedenze Z_1 e Z_F della figura 32 W con resistenze ohmiche R_1 ed R_F (**figura 33 W**) identiche ($R_1 = R_F$) si ha l'eguaglianza:

$$v_o = -v_1 \frac{R_F}{R_1} = -v_1$$

Perciò l'amplificatore operazionale inverte il segnale d'entrata e non modifica la sua ampiezza.

Il montaggio può essere utilizzato come trasformatore di impedenza: l'impedenza d'uscita è nulla ed è facile calcolare l'impedenza d'entrata Z_{in}:

$$Z_{in} = \frac{v_1}{i_1} = R_1 = R_F$$

SOMMATORE

Nello schema di **figura 34 W** si applicano tensioni differenti all'entrata dell'amplificatore tramite le resistenze R_1, R_2, R_3, ecc.

Si ha allora, per la tensione d'uscita:

$$v_o = -R_F \left(\frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2} + \frac{v_3}{R_3} + \ldots\right)$$

Se si scelgono le resistenze in modo che:

$$R_F = R_1 = R_2 = R_3 = \ldots$$

si ha:

$$v_o = -(v_1 + v_2 + v_3 + \ldots)$$

Come si vede, l'amplificatore operazionale è in tal modo diventato un amplificatore sommatore che, nello stesso tempo, funziona da inversore.

SOTTRATTORE

Se si predispone il montaggio come in **figura 35 W**, si può stabilire per la tensione d'uscita (v_o) la seguente relazione:

$$v_o = v_2 \frac{R_o}{R_2} - v_1 \frac{R_F}{R_1}$$

e se si fa $R_o = R_2$ nonché $R_F = R_1$ si trova

$$v_o = v_2 - v_1$$

Ciò dimostra che l'amplificatore operazionale è un sottrattore: effettua una sottrazione.

INTEGRATORE

Nello schema di **figura 36 W** la resistenza di controreazione R_F è sostituita da un condensatore (C). La tensione d'uscita (v_o) è data allora da:

$$v_o = -\frac{1}{RC} \int v_1 (t) \, . \, dt$$

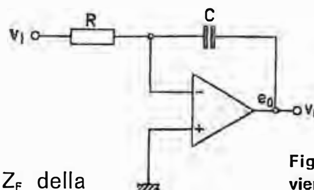


Fig. 36 W - Se la rete di controreazione viene attuata mediante una capacità (C) l'amplificatore operazionale diventa un integratore, fornendo una tensione di uscita conforme alla formula riportata nel testo.

In questo caso l'amplificatore operazionale effettua un'operazione di integrazione.

DERIVATORE

Se, come nello schema della **figura 37 W**, si inserisce sull'entrata un condensatore di capacità C, sempre impiegando una resistenza nell'anello di controreazione, il segnale d'entrata

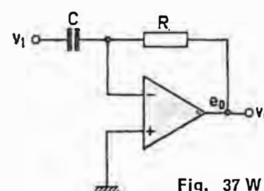


Fig. 37 W - Se la capacità (C) viene posta, invece, su una entrata, e la controreazione è resistiva, la tensione d'uscita è una derivata.

anziché essere integrato, viene ad essere derivato, secondo questa relazione:

$$v_o = -RC \frac{dv_1}{dt}$$

Questa disposizione però è utilizzata raramente perché si hanno inconvenienti inerenti l'entrata capacitiva, in particolare l'amplificazione totale del rumore di fondo ed il rischio di oscillazione (innesco).

LE CARATTERISTICHE REALI

In pratica, la realizzazione di un amplificatore operazionale ideale risulta impossibile. Tuttavia, ci si può avvicinare molto alla situazione ideale per un campo di applicazione ben determinato nel quale le specifiche relative al carico, agli elementi di controreazione ed all'entrata sono fissate in limiti ragionevoli.

In particolare, i difetti che risultano da un guadagno che non è infinito, da una impedenza d'uscita che non è nulla e da un'impedenza di entrata che, anch'essa non è infinita, possono, assai spesso essere trascurati. Però l'amplificatore opreazionale presenta altre imperfezioni tra le quali citiamo le più importanti.

Spostamento all'entrata ("offset")

Il termine « offset » o spostamento iniziale di entrata designa la tensione o la corrente addizionale necessaria perché il segnale d'uscita sia nullo allorché il segnale d'entrata è nullo.

Non dimentichiamoci che l'operazionale è un amplificatore di corrente continua o meglio, a collegamento diretto: tutti gli amplificatori a collegamento diretto presentano una debole tensione di spostamento, relativamente costante nel tempo ma variabile con la temperatura.

Oltre a questa tensione di spostamento esiste sempre una certa corrente d'entrata di spostamento che può non essere in relazione con la tensione omonima.

L'influenza dell'« offset » è funzione dell'ampiezza minimale del segnale da amplificare e della precisione richiesta.

Rumore e deriva

Il « rumore » o « soffio » comprende tutte le tensioni d'uscita erratiche o indesiderabili (differenti da quelle dovute allo spostamento o alla deriva) prodotte per cause varie ma senza rapporto col segnale d'entrata.

La deriva è una variazione graduale della tensione o della corrente di spostamento, che si traduce in una fluttuazione del livello zero.

La deriva di tensione e la deriva di corrente non dipendono necessariamente l'una dall'altra, neanche per ciò che si riferisce alla loro polarità. Tuttavia, entrambe sono strettamente legate alla temperatura.

Anche a temperatura costante si possono manifestare delle derive per periodi brevi o lunghi: possono essere considerate come un soffio d'entrata a bassissima frequenza.

Le altre componenti del rumore d'entrata di un amplificatore sono originate principalmente dal soffio termico prodotto dalle resistenze e dai semiconduttori.

Limitazione della banda passante

Stante il guadagno molto alto che caratterizza gli amplificatori operazionali, diventa indispensabile una limitazione della banda passante; senza tale limitazione il sistema diventerebbe instabile a causa degli sfasamenti che si manifestano sui segnali di frequenze alte in presenza di una controreazione esterna.

Per questa limitazione si richiede l'inserimento di reti passive che riducano il guadagno alle frequenze elevate, garantendo un funzionamento stabile per tutte le combinazioni di carico, d'impedenza di controreazione e di capacità parassite che si possano presentare in pratica.

Reiezione a modo comune

Se si applicano ai due capi d'entrata di un amplificatore differenziale ideale, due segnali identici, il segnale d'uscita è nullo. Si perde questa situazione ideale se il fattore di amplificazione dei due settori non è perfettamente identico, e se le fasi non sono esattamente opposte.

In pratica, quando si applicano due tensioni diverse (v_1 e v_2) all'entrata dell'amplificatore, la tensione d'uscita è una combinazione lineare della somma e della differenza delle tensioni d'entrata.

Si può riassumere quanto sopra così:

$$v_o = A_c (v_1 + v_2) + A_d (v_1 - v_2)$$

dove A_c è il guadagno a modo comune ed A_d il guadagno a modo differenziale.

Un buon amplificatore è caratterizzato da un rapporto A_d/A_c elevato in valore assoluto. Si dà a questo rapporto il nome di « tasso di reiezione a modo comune ».

Non linearità

Le caratteristiche d'entrata, d'uscita e di guadagno di tutti gli amplificatori presentano sempre, in pratica, una certa non linearità. Per la maggior parte delle applicazioni nelle quali un amplificatore viene impiegato al di sotto dei dati limite di funzionamento, questi fenomeni di non-linearità possono essere trascurati.

Le tecniche MOS

Come il lettore sa, non tutti i transistori sono del tipo classico « bipolare »; abbiamo visto come si sia passati alla realizzazione di tipi diversi e tra questi — ricordiamo — i tipi FET, ossia ad « effetto di campo », sono tra i più noti.

Mentre i bipolari sono definiti tali perché si basano su **due** diversi portatori di cariche presenti contemporaneamente (cavità ed elettroni), i FET sono chiamati « unipolari » in quanto in essi o si hanno solo cavità o si hanno solo elettroni.

Vi sono dei FET ad ossido di metallo che traggono diversi vantaggi dall'operazione di metallizzazione; essi presentano la « porta » (o più porte) isolata, un'alta impedenza d'ingresso ed un'alta dinamica per il segnale d'ingresso: sono noti come MOSFET o, più correntemente, come MOS.

Ricordiamo ancora come questi transistori siano simbolizzati così come si vede in **figura 38 W**.

I costruttori di integrati — è ovvio — si sono premurati di incorporarli nei diversi dispositivi e nelle varie famiglie; li hanno perfezionati e differenziati a seconda dell'impiego finale.

Anche qui l'interesse industriale ha fatto sì che fossero i « logici » ad usufruire per primi dei MOS.

Un « invertitore » tipico a MOS è riprodotto



TIPO A CANALE « n »



TIPO A CANALE « p »

Fig. 38 W - I transistori MOSFET sono schematizzati nel modo qui sopra riportato. La direzione della freccia denota il tipo di canale. G è la porta (gate), D è il derivatore (drain), B è la massa del cristallo attivo o substrato ed S è la sorgente (source).

in **figura 39 W**; con esso è raffigurata anche la curva caratteristica di commutazione. Tra i perfezionamenti quello della « complementarità » si è rivelato assai vantaggioso; ciò ha dato luogo ai C-MOS. In **figura 40 W** lo stesso invertitore della figura precedente ma con i MOS complementari; la caratteristica di commutazione, come si vede, migliora notevolmente.

Tutto il settore dei logici ricorre, sempre più, ai MOS; li incontreremo perciò nuovamente allorché tratteremo l'argomento in questione (digitali e calcolo). È opportuno comunque un brevissimo cenno alle tecniche costruttive che li differenziano.

★ ★ ★

Tecnica standard - È detta anche d'alta tensione; è quella che ha avuto più vasto impiego sinora. Alta tensione significa qui un livello massimo di alimentazione relativamente elevato, ossia sino a 24 volt.

Grazie al numero basso di fasi di progetto e costruttive questa tecnica è vantaggiosa per la realizzazione di tipi assecondanti le esigenze di singole applicazioni anche nel campo « civile ».

Nelle applicazioni industriali la sua grande insensibilità alle interferenze ha dimostrato di essere di reale vantaggio: tensioni alte di alimentazione significano livelli possibili d'entrata, alti, il che vuol dire un più alto rapporto segnale-rumore.

L'alta tensione, tuttavia, rende più difficile il controllo dei componenti la logica TTL. La tecnica standard rientra nel sistema di metallizzazione della porta: il metallo usato per tale operazione è l'alluminio.

Tecnica « porta » al silicio - La sua principale applicazione si verifica nel campo delle « memorie » a semiconduttore. Si tratta di dispositivi che vedremo a suo tempo ed il cui compito — come dice il nome — consiste nell'immagazzinare dati e nel restituirli a richiesta dell'operatore; alcune memorie sono dette RAM, altre ROM, altre SR, ecc.

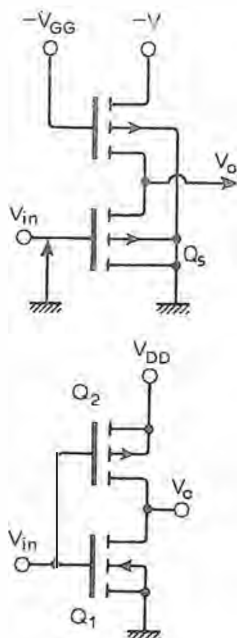
La tecnica in questione differisce da quella standard per il materiale usato per l'elettrodo di controllo; esso è qui il silicio.

Creando questo elettrodo prima della diffusione degli altri due (« drain » e « source ») si evita che esso sia ricoperto dai due seguenti, il che significa una più bassa capacità parassita e, di qui, velocità maggiore di funzionamento nonché minore dissipazione.

Dato che la porta può essere usata come terzo conduttore stampato, piano, si gode di una maggiore densità di assembramento.

Questa tecnica a bassa tensione è compatibile con le TTL: ciò vuol dire che non si devono impiegare transistori ulteriori tra i MOS e le logiche TTL. Le tensioni di alimentazione sono + 5 e — 12 volt.

Il processo costruttivo (è una tecnica ad auto assestamento) è fondamentalmente diverso da quello della tecnica standard.



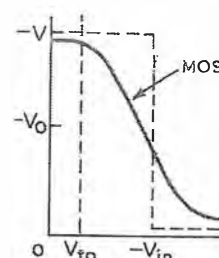


Fig. 39 W - Questo è un invertitore a MOS di tipo p che impiega come resistenza di carico un altro MOS (sempre di tipo p), col vantaggio di una minore area occupata rispetto alla resistenza. A fianco, la caratteristica di commutazione confrontata con una caratteristica ideale (tratteggiata).

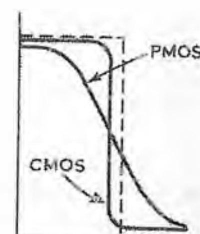


Fig. 40 W - Se nella combinazione di prima il transistore aggiunto è di tipo complementare (tipo n) si ha il CMOS. La caratteristica di commutazione, come si vede, si avvicina di molto a quella ideale (è ripetuta anche quella del MOS semplice).

Tecnica a fissaggio doppio-ionico - È detta anche tecnica a svuotamento; ricalca, nel procedimento di fabbricazione, la tecnica standard.

Per mezzo di un uso simultaneo di transistori conduttori e non conduttori sullo stesso cristallo, si ottengono circuiti di commutazione che funzionano più velocemente, hanno un decimo della dissipazione normale, richiedono una sola tensione di alimentazione ed offrono un'alta protezione alle interferenze in caso di « logiche ».

La tensione di alimentazione di soli 5 volt permette una piena compatibilità con le TTL (nessun transistore intermedio, nessuna tensione addizionale per l'alimentazione).

La densità di assembramento è buona, simile a quella della tecnica con porta al silicio.

Questa tecnica è molto flessibile per ciò che riguarda il progetto ed i parametri elettrici.

Tecnica C-MOS - Si tratta di un procedimento di fabbricazione fondamentalmente diverso dagli altri. Questa tecnica porta a dissipazioni molto basse (10^{-5} rispetto alle TTL), a grande margine di tensione d'alimentazione (da 3 a 15 V), ad alto rapporto segnale-rumore (1,5 rispetto allo 0,4 V delle TTL), ad una intensità di assembramento ancora buona (1/3 della tecnica standard) che tuttavia significa minore economia.

È consigliabile per famiglie logiche ad integrazione media (**MSI**) vale a dire sino a 100 porte per cristallo, e in caso di necessaria economia di alimentazione (apparecchiature alimentate a batteria).

I circuiti C-MOS comprendono sullo stesso cristallo transistori a canale N e transistori a canale P.

Questa tecnica è pienamente compatibile con le logiche TTL e con gli altri circuiti MOS.

Tecnica SOS - La sigla deriva da « **S**ilicon **O**n **S**apphire ». Una produzione europea (Siemens) la classifica ESFI.

In contrasto alle altre tecniche che usano il silicio, qui si impiega come materiale di base un isolante. Ai diversi zaffiri si aggiunge lo spinello che è ossido doppio di alluminio e magnesio. Su di un tale substrato si fa crescere il silicio che forma « isole » del tutto separate.

Il processo di fabbricazione è molto simile a quello delle tecniche MOS convenzionali. Da un lato si ha il vantaggio di applicazioni di frequenza di funzionamento assai alta (sino a 50 MHz) ed una dissipazione molto bassa (meno di 100 μW per « bit ») nonché alta possibilità di assembramento; d'altro lato, vi è l'inconveniente di un costo alquanto alto dei materiali di base che sono, inoltre, di difficile lavorazione.

Tecnica CCD - Abbreviazione di « **C**harge-**C**oupled **D**evices », o meglio, tecnica a spostamento della carica.

Si tratta di un processo di fabbricazione che ha il pregio di un numero minimo di passaggi lavorativi. Funziona come un assieme di condensatori collegati in serie (**figura 41 W**).

L'informazione avviata all'entrata si sposta da una capacità all'altra (memorie in serie). Si possono ottenere limiti di frequenza sino a 100 MHz e dissipazioni di 50 μW per « bit »; per memorie lente (SR) sono consentite densità di assembramento da cinque a dieci volte più alte del normale.

Una tecnica speciale di fabbricazione permette di spaziare i singoli elementi CCD a soli 2 o 3 μm.

I CCD si prestano egregiamente alle applicazioni analogiche: un esempio già corrente è quello della formazione del mosaico di tubi da ripresa delle immagini (vidicon); infatti gli elementi CCD cambiano carica in proporzione alla luce che li colpisce.

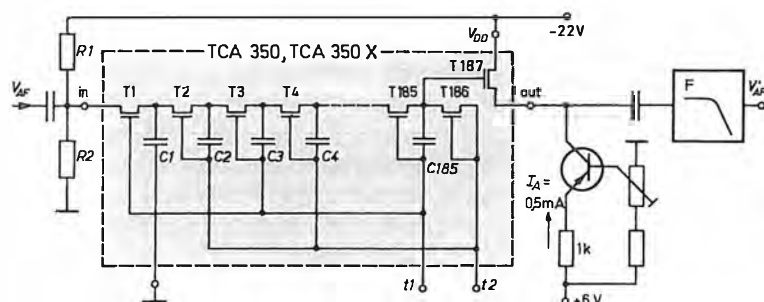


Fig. 41 W - Costruito secondo la tecnologia MOS questo integrato può fungere da linea di ritardo per segnali analogici, a 250 kHz. Comprende 185 transistori a effetto di campo e 185 condensatori integrati. Un tipo analogo può essere usato nei televisori a colori Secam.

Tecnica a Canale N - È la controparte della tecnica a canale P. I transistori presentano un differente drogaggio: la sorgente ed il derivatore (« source » e « drain ») sono diffuse N mentre il substrato è drogato P.

L'aumento triplo di conduttività del canale accresce la velocità di commutazione (da 50 a 100 MHz) e la densità di assembramento (tre volte).

Durante la fabbricazione si debbono osservare sempre i requisiti limite di purità dell'ossido.

La tecnica di fabbricazione a canale N può essere trasferita alle altre diverse tecniche MOS.

Tecnica V-MOS - Si tratta di uno dei più recenti processi. Prende il nome dalla forma del canale, che viene inciso, appunto, a forma di V come si vede in **figura 42 W**.

Si ottengono elementi con lunghezza di canale molto corta pur usando tolleranze di fabbricazione non molto critiche. Gli altri vantaggi che il canale corto apporta sono: aumento di densità di assembramento, piccole capacità di sovrapposizione, alte tensioni di rottura.

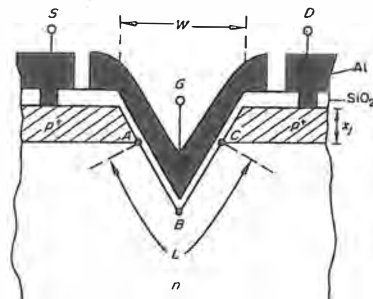


Fig. 42 W - Per aumentare densità di raggruppamento e velocità operativa sono richiesti elementi a canale corto, questi però danno luogo a dannosi aumenti di capacità parassite. Con i MOS dotati di « gate » (G) con solco a V si eliminano tali inconvenienti. W è la grandezza della finestra di ossido (da 50 a 500 μm); la lunghezza di canale varia da 2 a 12 μm. La zona nera è quella della metallizzazione (alluminio).

È interessante rilevare che questa tecnica si presta ad uno sfruttamento anche nel campo dei transistori bipolari, permettendo la fabbricazione simultanea di NPN bipolari e MOS a canale P ad alta velocità, sullo stesso « chip ».

Come elemento singolo il transistore V-MOS offre caratteristiche di interesse nell'amplificazione ad alta frequenza. Il vantaggio più rilevante è insito, comunque, nella fabbricazione di integrati su larga scala perché si possono realizzare, come si è detto, alte densità di assembramento, pur con circuiti più complessi, senza rinunciare alla velocità operativa.

Tecnica LOC-MOS - Anche questa tecnica è molto recente. Il suo nome è « **Loc**ally-**O**xidized **C**-MOS »; è basata su di un processo di isolamento tra i transistori dell'integrato, assicurato da un'ossidazione locale in profondità.

Il vantaggio che ne consegue è una riduzione considerevole della superficie di silicio necessaria alla realizzazione di una data funzione, ciò che porta ad un miglioramento evidentemente, della densità di integrazione. Un altro vantaggio, anche se meno evidente, sta nella riduzione delle capacità parassite dovuta alle superfici di contatto ridotte e all'autoallineamento delle diffusioni di sorgente e di derivatore, da cui un aumento della velocità di commutazione.

Progresso nei bipolari

Si è visto come le tecniche MOS tendano a differenziarsi per superare ora l'uno, ora l'altro degli svantaggi che le caratterizzano nei confronti delle tecniche bipolari.

Dal canto loro queste ultime tendono anch'esse ad eliminare i loro inconvenienti, o per meglio dire, le loro inferiorità per certi aspetti.

Il progettista ha avuto sinora una scelta semplice come impostazione generale: per alti rendimenti, ossia grandi velocità di commutazione, tecnologia bipolare, ciò che gli apporta però l'inconveniente di una densità ridotta di elementi e grande dissipazione nell'alimentazione. Da qui la ricerca di un aumento di densità e di minori consumi per i bipolari. In questo senso, progredendo nella tecnica di isolamento tra elementi si è avuto, qualche anno fa, il processo Isoplanar che ha portato ad una diminuzione d'area del 40 %.

LA I²L

Gli ultimi sviluppi nel settore sono le tecnologie **I²L** o **MTL**. La denominazione è « **I**ntegrated **I**njection **L**ogic ».

È lo sviluppo di una nuova tecnica di alimentazione per circuiti integrati, che risolve numerosi importanti problemi connessi con l'integrazione su larga scala (LSI).

Con questa nuova tecnica, l'alimentazione del circuito integrato si effettua mediante l'iniezione locale di portatori di carica. Come risultato, si ottiene una drastica riduzione della dissipazione di calore e una considerevole riduzione dello spazio occupato sulla piastrina.

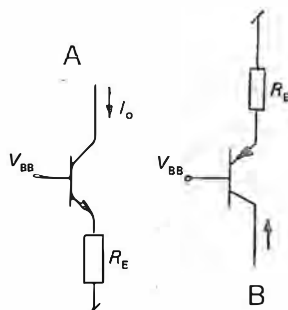
Nei circuiti integrati esistenti, specialmente in quelli che contengono transistori bipolari, i circuiti di alimentazione comprendono sempre resistenze perché i singoli punti da alimentare (i transistori) devono essere protetti contro i sovraccarichi.

L'impiego di queste resistenze limitatrici è sempre accompagnato da dissipazione di calore che crea ulteriori problemi di raffreddamento. Inoltre, le resistenze occupano una parte considerevole dello spazio della piastrina. La tecnica I²L fa a meno delle resistenze di limitazione, cioè di una notevole sorgente di dissipazione, consentendo di raggiungere nello stesso tempo un grande risparmio di spazio.

La produzione di circuiti integrati può essere quindi considerevolmente semplificata, e in tal modo su una sola piastrina può trovare posto una quantità più grande di transistori bipolari.

Mentre una « porta » convenzionale TTL richiede un'energia di 20 pico-joule per ogni operazione logica, lo stesso circuito richiede solo 1 pico-joule quando per l'eccitazione viene usata la nuova tecnica di alimentazione. Questo valore è praticamente eguale alla quantità di energia che sarebbe richiesta per la commutazione di transistori di costruzione ideale posti in una « porta » di questo genere.

Ci si avvicina così al minimo valore praticamente ottenibile e si arriva dunque ad un livello di energia dello stesso ordine di grandezza al quale funzionano le nostre cellule nervose, i neuroni (circa 0,2 pico-joule).



$$I_o = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E}$$

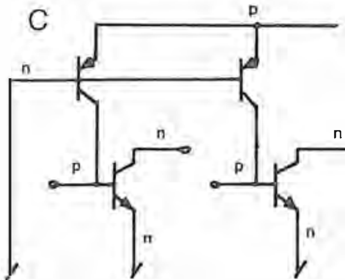


Fig. 43 W - Per un basso consumo dei transistori di un integrato occorre un'alta resistenza sull'alimentazione di ciascuno di essi; da qui, eccesso di ingombro. Alimentando di corrente (A e B) e ricorrendo alla complementarità, una sola resistenza RE serve a tutte le porte del circuito e può essere esterna (C).

L'« Integrated Injection Logic », è basata sull'impiego di diodi PN che da un punto di vista costruttivo si integrano con i transistori bipolari del circuito. Ciascuno di questi transistori ha un suo proprio diodo di alimentazione.

Applicando a questi diodi una tensione in senso diretto, diventano disponibili i portatori di carica; questi vengono iniettati nei transistori e quindi forniscono l'energia richiesta dal circuito.

Il livello di tensione di queste sorgenti locali di energia (i diodi di alimentazione) è di circa 0,7 volt (cioè la tensione richiesta per commutare una giunzione PN in senso diretto) e la loro uscita è automaticamente limitata.

Conseguentemente non sono più necessarie le resistenze di limitazione (**figura 43 W**) e la nuova tecnica di alimentazione praticamente non è dissipativa. Inoltre, l'entità dell'energia di alimentazione può essere rapidamente adattata alla richiesta momentanea, senza ritardi apprezzabili.

La nuova tecnica ha reso possibile l'integrazione di oltre 1 000 circuiti « porta » su una sola piastrina, il che effettivamente rappresenta un notevole miglioramento per l'integrazione su larga scala.

L'importanza di questa tecnica per le applicazioni nei calcolatori è ancora più evidente se si pensa alla enorme quantità di circuiti « porta » richiesti da un solo elaboratore. Attualmente questa quantità ammonta approssimativamente a 100 000 « porte » per grandi elaboratori. In futuro si presume che questa cifra debba salire a oltre 500 000.

Il risparmio nel consumo di energia rende la tecnica I²L particolarmente attraente per i dispositivi alimentati da batterie. La velocità alla quale una « porta » può funzionare dipende dall'energia della sorgente di alimentazione. Dal momento che è diventato possibile adattare l'alimentazione alla richiesta istantanea, la nuova tecnica è un mezzo semplice per raggiungere un'ulteriore riduzione del consumo di energia, senza alcun sacrificio per la velocità.

Nel frattempo sono stati realizzati circuiti integrati sperimentali con 1 100 « porte » per piastrina (area di circa 10 mm²) di soddisfacente funzionamento. La dimensione minima delle parti del circuito integrato sulla maschera di diffusione è stata di 10 µm.

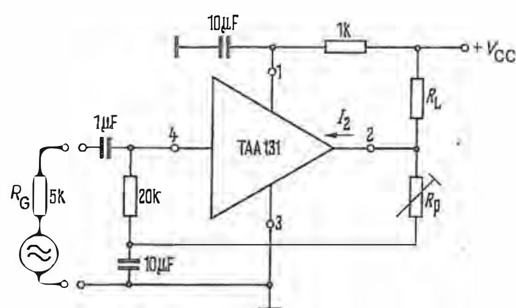
Usando « patterns » più sottili si può ottenere, ovviamente, una densità più elevata. Occorre inoltre notare che la nuova tecnica di alimentazione potrebbe anche essere utile per circuiti integrati diversi dagli esempi prima menzionati.

Gli stessi ricercatori hanno anche studiato una forma diversa di alimentazione locale per circuiti integrati. L'iniezione locale di portatori di carica viene in questo caso provocata mediante illuminazione. Quest'ultimo metodo ha consentito di riunire 325 « porte » su un solo chip di 5 mm².

I risultati di cui abbiamo detto si riferiscono però, esclusivamente, a ricerche di laboratorio.

Integrati per amplificazione in Bassa Frequenza

In questo settore la realizzazione di integrati idonei non ha incontrato, in effetti, grosse difficoltà almeno, sino a tanto che non si è mirato all'amplificazione di potenza. Per tale moti-



vo, per diversi anni vi è stata la presenza solo di amplificatori di segnale, vale a dire amplificatori capaci di elevare di molto il livello di un segnale debole, ma non in grado di pilotare un dispositivo di riproduzione che richiedesse una certa potenza, anche se non eccessiva (watt o frazione di watt).

A questi amplificatori integrati, la cui funzione ovviamente tornava e torna tuttora utile nei complessi ibridi ove essi possono fungere da elementi d'ingresso, seguirono i primi dispositivi capaci di una potenza d'uscita di qualche watt.

La **figura 44 W** mostra un integrato tra i più semplici ed intuitivi. Sono solo tre stadi in cascata che tuttavia in apparecchiature funzionanti

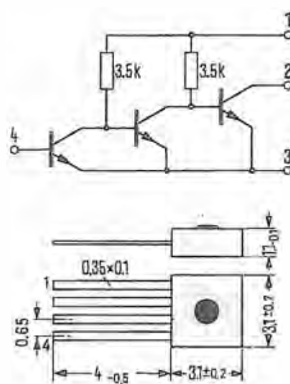


Fig. 44 W - Tre transistori e due resistori: un integrato di semplice concezione e realizzazione. Nel disegno degli schemi di integrati non vengono quasi mai racchiusi dal classico circoletto, i transistori.

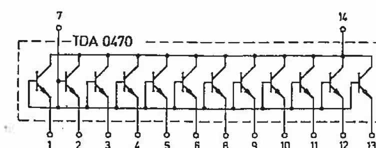
Fig. 45 W - Altra logica conseguenza della tecnologia dell'integrazione: dodici transistori già connessi, sullo stesso « chip ». Anche diodi, e fotoelementi vengono spesso integrati in questo modo.

a batteria di piccole dimensioni possono rendere più di un prezioso servizio.

Prima di interessarci ai tipi di potenza vediamo ancora un paio di modelli di semplice concetto ma di impiego specifico ed attuale.

Si osservi, ad esempio, lo schema del **TDA 0470** riprodotto in **figura 45 W**. Come si vede, non è che un assieme di dodici transistori con basi e collettori tra loro connesse. L'impiego specifico per il quale viene costruito è quello di sostituire contatti a tasto meccanico negli organi elettronici. Ciascun segnale di tonalità da commutare può essere avviato ad uno dei dodici emettitori come corrente di pilotaggio: il trasferimento di differenti segnali al collettore è ottenuto con tensioni continue. La somma di tutti i segnali viene prelevata dal piedino numero 14.

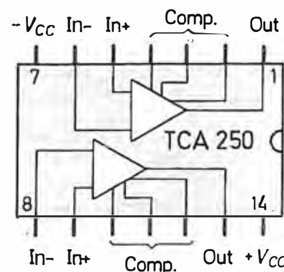
La **figura 46 W** ci mostra un integrato doppio. Esso comprende due amplificatori indipendenti caratterizzati da alto guadagno di tensione ed alta impedenza d'ingresso. Trova impiego ideale nei dispositivi di comando ad ultrasuoni, i più noti dei quali ora sono quelli destinati al ser-

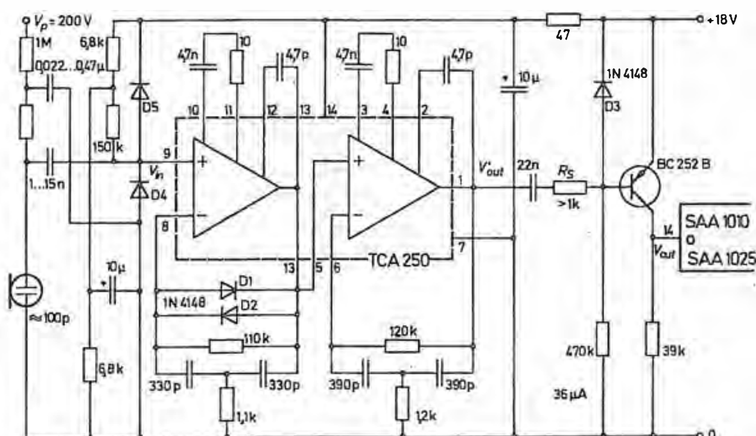


vizio dell'utente TV per il cambio canali, contrasto, ecc. a distanza. In questo caso il **TCA 250** viene inserito tra il microfono ultrasonico ed il dispositivo di attuazione (ricevitore). Lo schema elettrico di applicazione che riproduciamo si riferisce proprio a questo uso.

I valori prescelti per i componenti sono tali che uscite di valore inferiore ad 1 volt al piedino 1 non sono sufficienti a rendere operante il transistore PNP che segue (BC 252-B); così il rumore e gli altri segnali parassiti non sono trasmessi all'entrata del settore di ricezione ultrasonica. Tuttavia, con una ampiezza adeguata, a frequenza ultrasonica, il BC 252-B risulta pilotato in modo da creare virtualmente un'onda quadra di circa 18 V per l'ingresso del ricevitore ultrasonico.

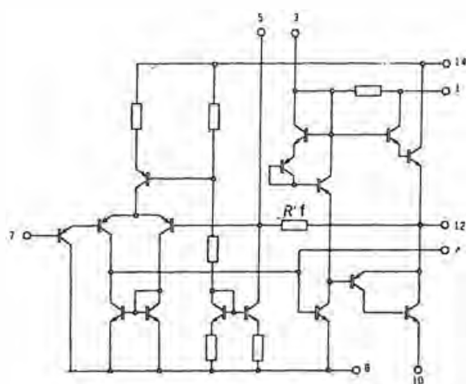
Fig. 46 - Un passo avanti nell'integrazione rispetto ai modelli sopracitati: due amplificatori — indipendenti — sullo stesso « chip ». Nello schema di applicazione si nota il loro impiego, in cascata, per il settore di ricezione comandi ultrasonici di un televisore. Il TCA 250 **ha alta impedenza (150 kΩ) ed alto guadagno (55 dB, nell'applicazione).**





DA 1 A 5 WATT

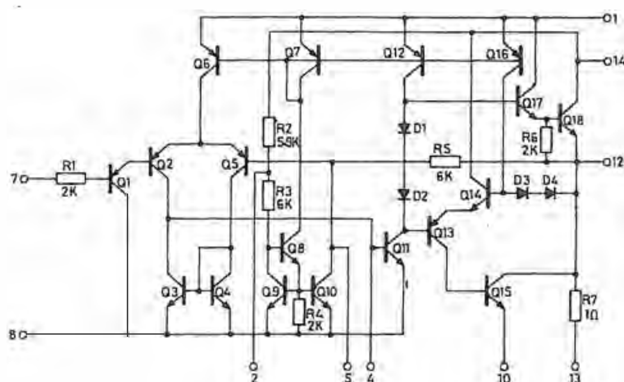
Per potenze di B.F. dell'ordine da 1 a 3 watt vi è un'ampia scelta di modelli. Citiamo anzitutto i diversi **TAA 611** dall'A all'F che, a seconda delle misure prese per la dissipazione del calore consentono da 1,15 W (TAA 611 A) a 3,3 W (TAA 611 C). La **figura 47 W**, che è relativa a questo integrato, ne mostra il circuito completo e lo schema di applicazione. In televisori a piccolo schermo, può essere impiegato per alimentare le bobine di deflessione verticale.



Una successiva elaborazione ha portato al **TBA 820** (**figura 48 W**); esso può essere montato addirittura in sostituzione del precedente perché presenta anche la stessa disposizione dei piedini. È necessario però, in tal caso, che le piste del circuito stampato che fanno capo ai piedini 2, 3 e 13 siano interrotte. L'amplificazione del finale è ottenuta in condizioni di classe B come quasi sempre avviene per questi integrati e quello in oggetto ha bassa corrente di riposo (sui 4 mA). Può essere impiegato con tensione d'alimentazione di soli 3,5 volt: in tal caso, con un carico di 4 ohm fornisce un'uscita di 220 milliwatt. A tensione massima, invece, (12 V) fornisce (carico di 8 ohm) 2 W di Bassa Frequenza.

Progredendo in ordine di potenza troviamo

Fig. 47 W - Uno tra i primi integrati amplificatori di potenza. Riproduciamo lo schema interno per mettere in evidenza come gli elementi intrinseci siano qui assai più numerosi di quelli visti alla pagina precedente. L'applicazione si riferisce al finale di un radioricevitore.



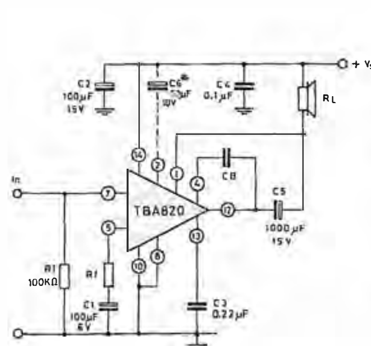


Fig. 48 W - Si noti come il numero dei componenti integrati si sia ulteriormente ampliato in questo TBA 820, successivo all'integrato della figura 47 W. Il carico (altoparlante) può essere connesso sul percorso dell'alimentazione o inserito verso massa. La capacità C6 è usata quando occorre un'azione di filtraggio suppletiva.

(**figura 49 W**) il **TBA 641** (A e B). Nella prima versione fornisce 2,2 W e nella seconda 4,5 W; la differenza si riscontra nel regime di alimentazione che passa da 6/12 V a 6/16 V. Per queste potenze già si impongono accorgimenti per la dissipazione del calore ed occorre quindi munire l'integrato di un elemento metallico (rame o alluminio) costituente una resistenza termica. Anche il 641 si presta per la deflessione verticale nei televisori a piccolo schermo.

Fig. 49 W - Maggiore potenza col TBA 641 B. Viene fornito, a scelta, con tre diversi sistemi per la dissipazione del calore, due dei quali sono quelli visibili in figura 28 W; consente un'uscita di 4,5 W di bassa frequenza.

Fig. 50 W - Senza alcuna aggiunta di dissipatore il TBA 800 può fornire 2,5 W d'uscita mentre, saldando le alette di raffreddamento ad una certa area ramata del circuito stampato, si possono ottenere anche 5 W.

Un modello fabbricato da più costruttori è il **TBA 800**. Lo schema d'applicazione appare in **figura 50 W**. Si possono ottenere sino a 5 watt d'uscita (con dissipatore e tensione di alimentazione di 24 V); è interessante anche l'impiego senza alcun dissipatore suppletivo: in tali condizioni si raggiungono 2,5 W di B.F., ciò che lo rende interessante come amplificatore d'uscita per l'audio dei televisori.

LE SERIE PROTETTE

In amplificatori audio di tipo convenzionale un qualsiasi aumento subitaneo della tensione d'alimentazione, una dissipazione non funzionale (o inferiore al necessario), un eccessivo aumento della temperatura ambiente, sono altrettante cause che possono far superare il regime di potenza di sicurezza previsto per il dispositivo in funzione, causandone il graduale deterioramento sino alla messa fuori uso. Ciò non può verificarsi con gli integrati protetti contro la sovratemperatura: la potenza d'uscita e la corrente assorbita (quindi, la potenza dissipata) con questi tipi si autoriducono allorché la temperatura dell'integrato supera i 130 °C circa. Ne deriva la possibilità per l'integrato di tollerare una situazione di sovraccarico, anche permanente, senza averne danneggiamento.

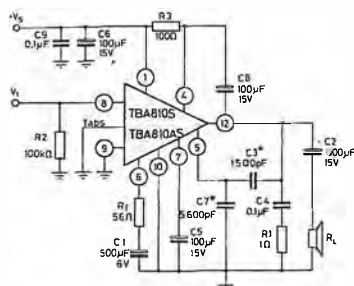


Fig. 51 W - Integrato di potenza che può fornire in uscita 7 W, ma che è caratterizzato particolarmente da un'autoprotezione basata su di un principio termico. Per alimentazione sino a 15 V sopporta anche (tipo AS) cortocircuiti sul carico. È fornito con 2 tipi di alette di raffreddamento.



Il primo di questi modelli è stato il **TBA 810**; può funzionare a regime da 6 a 16 volt, fornendo da 1 W a 7 W su carico di 4 ohm. Una applicazione pratica viene riportata a pagina 29 w con la presentazione di una costruzione (kit) di facilissima esecuzione; l'amplificatore completo così progettato consente, con 12 volt, un'uscita di 5 W ed è particolarmente idoneo, date queste caratteristiche, ad essere alimentato da batteria d'auto.

La **figura 51 W** riporta uno schema tipico nel quale, a differenza di quanto avviene con l'amplificatore citato, il carico (altoparlante) è connesso a massa da un lato. La scelta tra le due tecniche è dettata da considerazioni di ordine pratico (altoparlante a massa) o di filtraggio nell'alimentazione (se proveniente da alimentatore rete): con lo schema di figura 51 W si ha una reiezione maggiore.

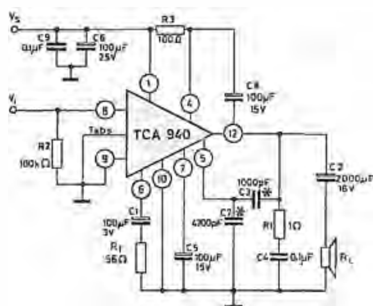
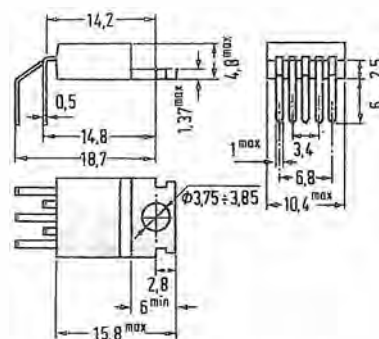


Fig. 52 W - Il TCA 940 può essere considerato un ulteriore perfezionamento dell'810 AS in quanto è equivalente nella disposizione dei piedini ed offre, ovviamente, le stesse protezioni; la potenza è più alta, pari a 10 W.

Come diciamo in altra parte del testo, nella classificazione dei diversi modelli, successivamente immessi sul mercato, mentre la prima lettera (**T** in questo caso) indica il tipo analogico, la seconda (e poi, la terza) lettera si riferiscono a serie che si susseguono; così, un T**C**A 830 già ci indica, con la sua « C », che è venuto dopo un TBA.

Si tratta ancora di un tipo di buona potenza (4,2 W con 14 V) caratterizzato però da una protezione in più di quella che ha in comune col TBA 810 (termica); qui la protezione è anche contro il cortocircuito del carico. Per il resto vi è molta similitudine, tanto che vi è piena corrispondenza tra i piedini dei due tipi.



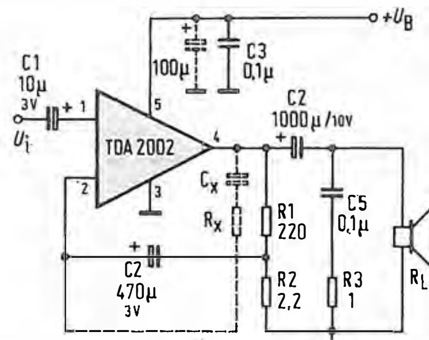
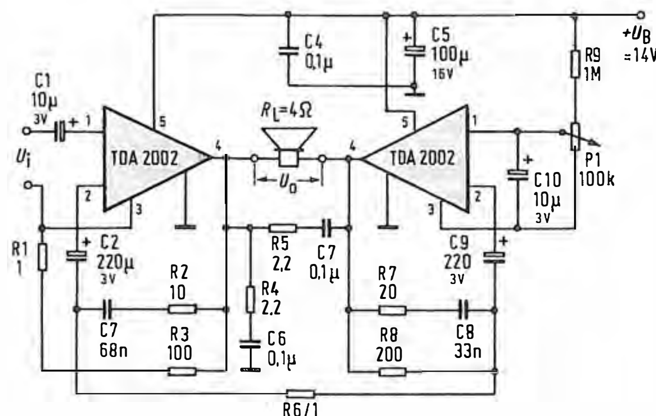


Fig. 53 W - Per la sua custodia («pentawatt») il TDA 2002 può sembrare un transistore di potenza; questa sua forma agevola determinate costruzioni (autoradio, ad esempio). In un montaggio singolo fornisce 8 W: si noti il basso numero di componenti esterni richiesto. A livelli ridotti di potenza (4 ÷ 6 W) la distorsione è particolarmente bassa (0,2%). È protetto contro l'eccessiva temperatura, contro i cortocircuiti, contro l'errata polarizzazione della tensione di alimentazione, contro il mancato collegamento a massa e contro picchi di tensione o una tensione troppo alta.



Un altro tipo recente — con la lettera C — che ha una configurazione simile all'810 e che offre le due protezioni già menzionate (termica e contro i cortocircuiti) è il **TCA 940**. Con esso (**figura 52 W**) si raggiungono i 10 W (su 4 ohm) con 20 V di alimentazione.

E per ultimo sono state messe a disposizione dei tecnici e dei costruttori, le serie a lettera **D**.

Citiamo in primo luogo il **TDA 2002**. Lo contraddistingue in modo peculiare la custodia perché a differenza di quelle sin qui incontrate, è eguale a quella dei transistori di potenza in plastica (è detta Pentawatt). La fabbrica è venuta incontro alle esigenze di costruttori di installazioni per auto per i quali flessibilità di montaggio, risparmio di spazio, riduzione di costo, facilità di adattamento, ecc., rappresentano altrettanti fattori di estrema importanza.

La **figura 53 W** ci mostra questo integrato e due schemi di applicazione. Lo stadio singolo può fornire sino ad 8,8 watt con 14 volt di alimentazione, quello a ponte — sempre con 14

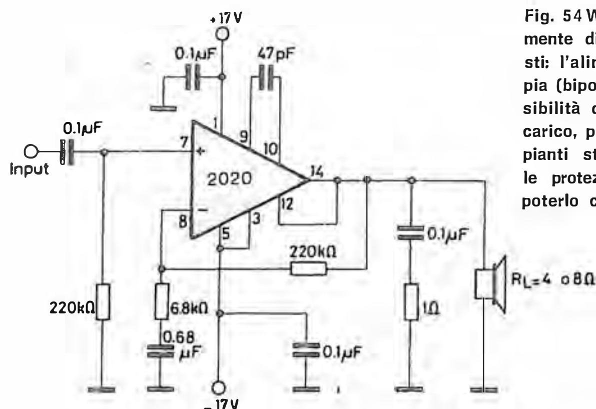


Fig. 54 W - Il TDA 2020 è completamente differente dai tipi sinora visti: l'alimentazione deve essere doppia (bipolare), ma ciò porta alla possibilità di collegare direttamente il carico, possibilità preziosa negli impianti stereo o quadrifonici. Tutte le protezioni sono presenti, si da poterlo considerare indistruttibile.

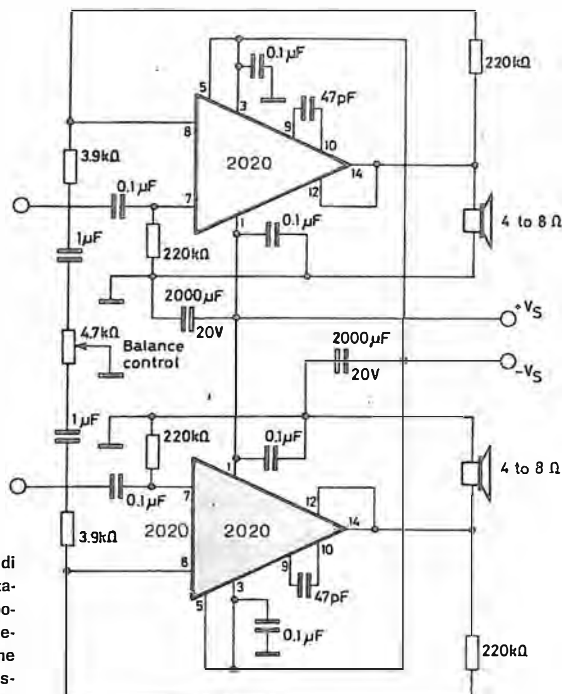


Fig. 55 W - Questo è un esempio di assieme stereofonico con alimentatore non stabilizzato. Il lettore potrà costruire un complesso di questo genere seguendo la descrizione che comparirà nel corso di una prossima lezione. L'amplificatore in questione include un altro integrato: il TBA 231, un operazionale d'entrata, protetto, a basso rumore ed alto guadagno.

V — dà in uscita 15 W (distorsione 10 %); a 10 W la distorsione è solo dell'1 %.

Da notare che il TDA 2002 contiene internamente sistemi di protezione contro tensioni transitorie sull'alimentazione sino a 40 V, cortocircuiti in uscita, eccessiva temperatura della piastrina, inversione della polarità dell'alimentazione e interruzione del collegamento di massa. L'alto livello di integrazione ha minimizzato il numero di componenti esterni, riducendo spazio e costo di più del 20 % rispetto alle soluzioni precedenti per pari potenza.

Per ultimo citiamo il **TDA 2020**. Per un valore di distorsione armonica totale dell'1 % (percentuale già nel campo dell'Alta Fedeltà) questo integrato offre una potenza d'uscita di 20 watt.

Il circuito tipico d'impiego è riprodotto in **figura 54 W**.

Una caratteristica di grande interesse risiede nel fatto che al terminale d'uscita (piedino 14) si può collegare direttamente l'altoparlante senza l'interposizione del classico condensatore elettrolitico di alta capacità; di conseguenza, il circuito può funzionare alle più basse frequenze e vi è un risparmio di spazio notevole. Ciò torna molto utile nelle costruzioni stereofoniche (o quadrifoniche) che vedono l'impiego di due o quattro integrati. La caratteristica citata è legata però alla necessità di un doppio alimentatore (o, meglio, di un alimentatore bilanciato).

L'alimentatore ideale, naturalmente, deve essere stabilizzato: molti costruttori però, per ragioni di economia, non stabilizzano l'alimentazione. Un circuito così concepito, per un impianto stereo, è visibile in **figura 55 W**.

I 20 W per canale indicati sono tali a 17 V (su 4 ohm e con l'1 % di distorsione): questa tensione è tale però (se non vi è stabilizzazione) solo in assenza di segnale. Nelle condizioni di funzionamento la tensione può scendere sino a 14 V: i due canali allora presentano in uscita 15 W.

I due amplificatori devono essere montati con dissipatori separati. Questo integrato esiste anche in versione più economica: **TDA 2010**. Il funzionamento è per una tensione più bassa con la quale si ottengono 10 W (su carico di 4 ohm) con distorsione armonica totale dell'1 % se la tensione è di 15 volt; naturalmente occorrono i + 15 V ed i — 15 V.

Integrati per radioricevitori

Non abbiamo ancora affrontato lo studio del radioricevitore per il quale — data l'importanza dell'argomento — abbiamo riservato un'intera lezione. Sui vantaggi e sugli impieghi degli integrati in questo campo non possiamo quindi dilungarci, tuttavia, i cenni che ora faremo in proposito potranno risultare utili per un primo orientamento, non solo, ma agevoleranno il dovuto sviluppo nel prosequio del testo.

Già abbiamo avuto modo di dire che i radioricevitori, oggi, sono pressoché tutti del tipo « supereterodina ». Secondo questa tecnica l'onda portante in arrivo viene sempre trasformata in un'altra portante di valore fisso in frequenza (Media Frequenza) e quindi rivelata, e successivamente viene amplificato il segnale di informazione (audio) estratto.

Il principio è valido sia che la trasmissione avvenga col sistema di modulazione d'ampiezza (onde Lunghe, Medie e Corte) sia col sistema di modulazione di frequenza (FM: onde VHF).

Tutte le funzioni che sono inerenti alle ope-

Fig. 56 W - Sintonizzatore per modulazione di frequenza (FM) di elevate prestazioni. Il transistore BF 274 compensa la perdita d'inserzione del filtro ceramico SFW. La linea tratteggiata che inizia dal piedino 15 è quella del controllo automatico di guadagno e vi deve essere per questo collegamento, una resistenza di ingresso — nel sintonizzatore — superiore a 10 kΩ. La resistenza in serie all'indicatore M2 serve ad una messa a punto dei valori indicati.

razioni accennate possono essere affidate a transistori ma, come è tendenza, sono comparsi già gli integrati per sostituirli con l'apporto — è logico — di funzioni supplettive, ausiliarie, che prima venivano trascurate per ragioni di costo.

Come è noto, sono i ricevitori a modulazione di frequenza quelli che oggi hanno un impiego più ampio ed interessante; è con questo sistema e su questa gamma d'onda che si effettuano le emissioni qualitativamente migliori, sino al tipo stereofonico.

Un integrato che riunisce in sé molte delle funzioni ausiliarie e di base di un ricevitore FM, è il **TDA 1200**.

Esso amplifica adeguatamente (3 stadi) il segnale su quel valore di frequenza cui si è fatto riferimento (Media Frequenza) che nei ricevitori in questione è stato scelto in 10,7 MHz. Poiché, come vedremo a suo tempo, il segnale amplificato deve restare stabile nella sua ampiezza (in quanto la modulazione qui ne varia la frequenza e non l'ampiezza), esso provvede alla « limitazione » del segnale.

Questo integrato provvede inoltre ad un'azione di controllo automatico di guadagno, ad una azione di controllo automatico di frequenza del sintonizzatore che lo precede, al silenziamento automatico durante la ricerca di sintonia e nel caso di ricezione che sia caratterizzata da un rapporto segnale/disturbo non adeguato (ascolto non possibile). Provvede infine, ad una indicazione logaritmica dell'intensità del segnale ricevuto e ad una attenuazione delle risposte laterali del rivelatore di FM (discriminatore).

All'interno dell'integrato è presente un circuito di alimentazione stabilizzata che permette di mantenere praticamente senza alterazioni le caratteristiche di funzionamento per un campo abbastanza ampio della tensione continua di alimentazione, applicata al piedino 11.

Detto alimentatore è formato da due diodi del tipo Zener con opportune compensazioni termiche e relativi stadi amplificatori di corrente a collettore comune. Il primo alimentatore provvede alla sezione di amplificazione-limitazione; il secondo alimenta il generatore di corrente del rivelatore in quadratura, gli indicatori di livello ed il circuito indicatore di intensità del segnale ricevuto. Esso, inoltre, stabilisce la tensione del piedino 6 di uscita Bassa Frequenza mediante la resistenza R 49.

Abbiamo citato solo una delle funzioni incorporate per evidenziare il fatto che, se un analogo risultato lo si volesse ottenere con componenti discreti si avrebbero — solo per questo particolare — organi, complicazioni di montaggio, ingombri e — naturalmente — costi, di gran lunga superiori.

La **figura 56 W** mostra, a titolo di esempio, una applicazione tipica di questo integrato: come si può osservare, con ben pochi organi esterni si può realizzare un sintonizzatore per modulazione di frequenza. È importante sottolineare che le caratteristiche ottenute sono tali da poter classificare l'apparecchiatura nella classe dell'Alta Fedeltà; per questo fatto il sintonizzatore in questione vede il suo logico abbinamento con un amplificatore di potenza di alta qualità. Da quanto abbiamo visto nelle pagine precedenti, un simile amplificatore si può costruire con due TDA 2020, ad esempio. Ed è appunto un assieme del genere quello che presenteremo ai lettori — per la eventuale costruzione — allorché tratteremo dell'argomento Alta Fedeltà.

Così come la figura 15 W mette vistosamente in risalto — fotograficamente — ciò che si può osservare sulla piastrina di un circuito integrato, la **figura 57 W**, sempre riferita al TDA 1200, permette di farsi un'idea di ciò che, schematicamente è un integrato...

Di proposito, abbiamo riportato nelle pagine precedenti, nelle figure 44 W, 47 W e 48 W, gli schemi elettrici di diversi integrati: si osservi

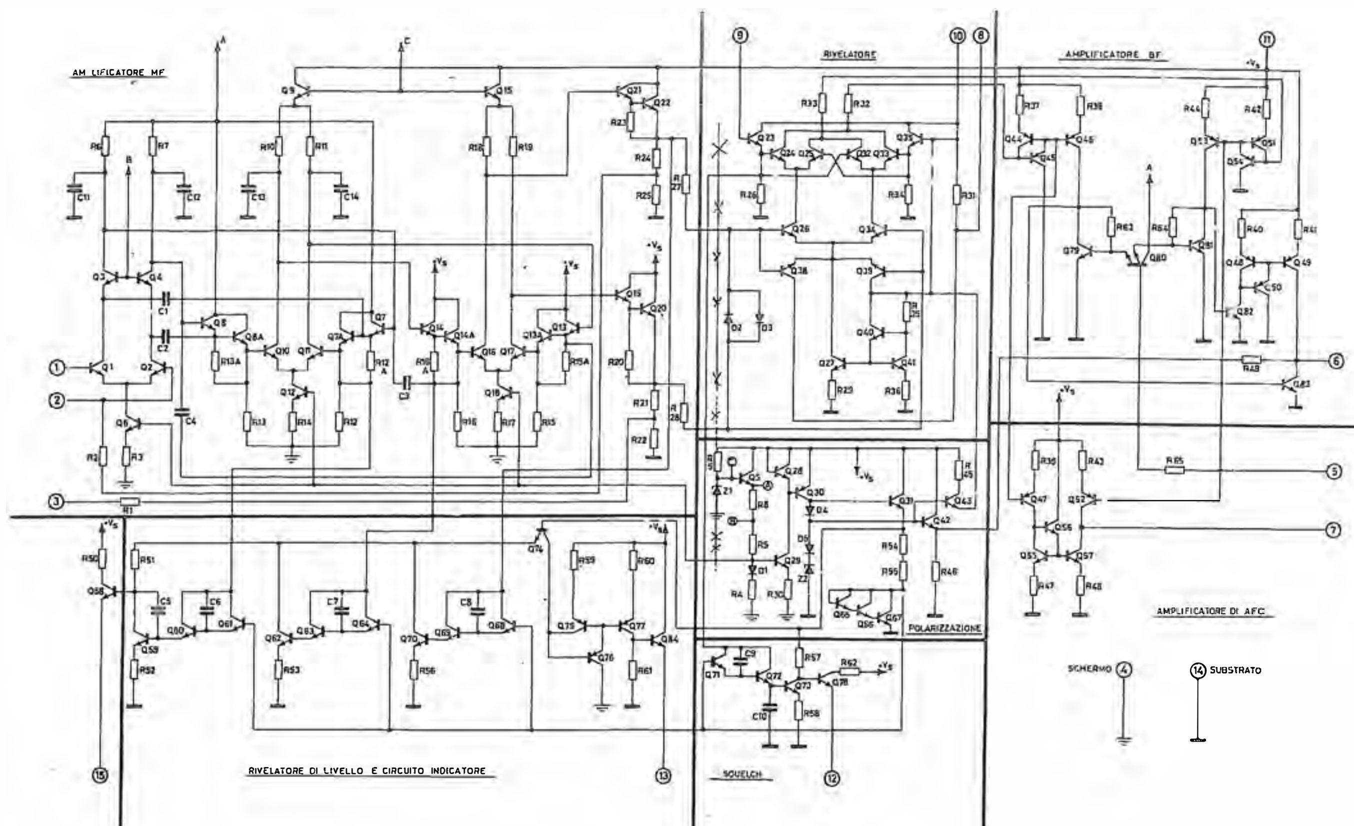


Fig. 57 W - Dopo aver visto come un integrato possa essere formato da tre soli transistori (figura 44 W) si noti la complessità di quest'altro integrato (TDA 1200)! Elaborazioni altrettanto complesse sono presenti nel settore degli integrati per TV a colori.

ora quello del TDA 1200 e, dal confronto, si potrà allora comprendere il perché della corsa all'integrazione sempre più ampia, se si riflette sul fatto che tempo e materiali per costruire un modello come il TAA 131 ed uno come il TDA 1200 sono praticamente eguali!

Per i ricevitori progettati per la ricezione delle emittenti che irradiano con la modulazione di ampiezza vi sono diversi integrati che possono, in certo qual modo, dirsi analoghi a quello testé visto per la modulazione di frequenza.

Nel caso in esame, il valore della Media Frequenza è su frequenza più bassa (455 ÷ 475 kHz): si richiede un minor grado di amplificazione ma anche qui, ovviamente, deve essere incorporato un dispositivo che attui il controllo automatico dell'amplificazione.

La **figura 58 W** mostra come il ricevitore possa essere costituito da due integrati e da un rivelatore (diodo) interposto tra i due. È quanto schematicamente viene rappresentato dalla **figura 59 W.**

Il primo circuito integrato ha per l'esattezza i seguenti compiti:

- amplificazione a radiofrequenza per il segnale entrante;
- oscillazione locale per creare il battimento necessario al principio di ricezione supereterodina;

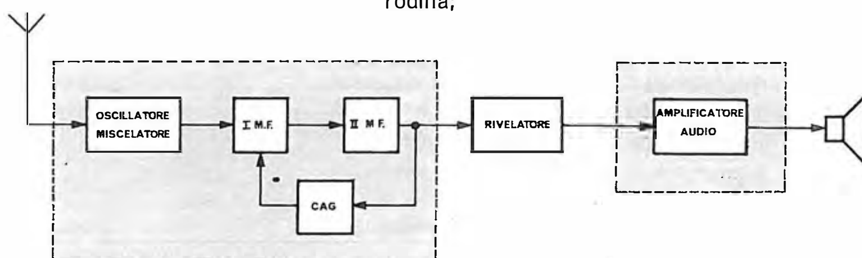


Fig. 58 W - Il ricevitore radio odierno può essere attuato pur nella sua espressione di alta efficienza, con due soli elementi attivi: due integrati.

- miscelazione del segnale entrante e della oscillazione locale (principio supereterodina);
- amplificazione a Media Frequenza;
- generazione di una tensione di polarizzazione per il controllo dell'amplificazione (AGC).

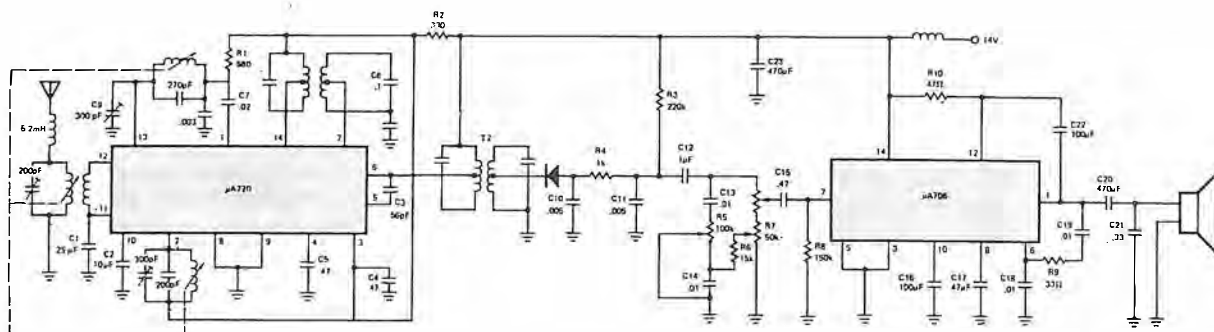


Fig. 59 W - Quanto visto a blocchi nella figura precedente, qui a schema elettrico completo.

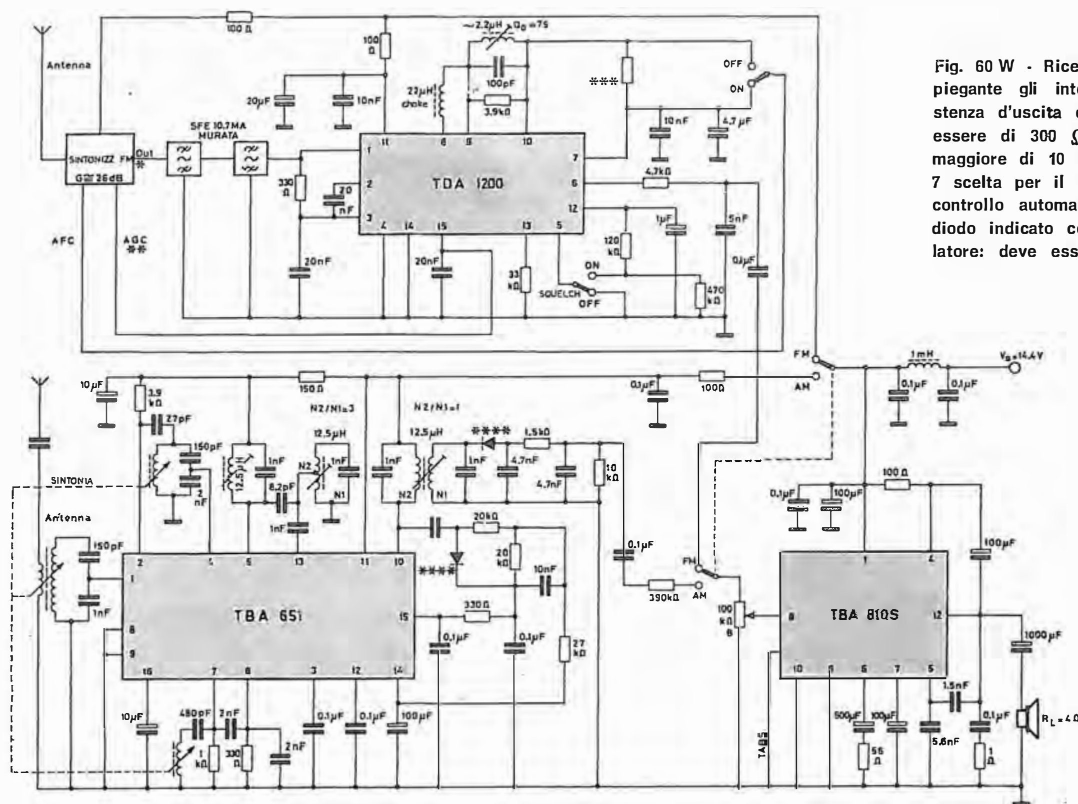


Fig. 60 W - Ricevitore per AM ed FM impiegante gli integrati esaminati. La resistenza d'uscita del sintonizatore FM deve essere di 300 Ω, quella d'ingresso AGC maggiore di 10 kΩ, quella per il piedino 7 scelta per il corretto funzionamento del controllo automatico di sintonizzazione. Il diodo indicato con 4 asterischi è il rivelatore: deve essere un tipo al germanio.

Circuiti integrati costruiti per questo impiego sono: il μA 720, il tipo LM 1820, il CA 3123 E, il TCA 440 (senza amplificazione in alta frequenza) ed il **TBA 651**.

Se il segnale radio che interessa non è unicamente quello d'alta qualità destinato ad un impianto di Alta Fedeltà — nel qual caso, abbiamo visto, si attua un sintonizzatore come quello di figura 56 W — ma è anche quello dei programmi ad onde medie, ecc., l'assieme di ricezione deve prevedere entrambe le soluzioni. Si perviene così a quanto riproduce la **figura 60 W**. Essa può ritenersi conclusiva per l'argomento analizzato in quanto mette in chiara evidenza la presenza determinante degli integrati in tutti i settori della ricezione radio.

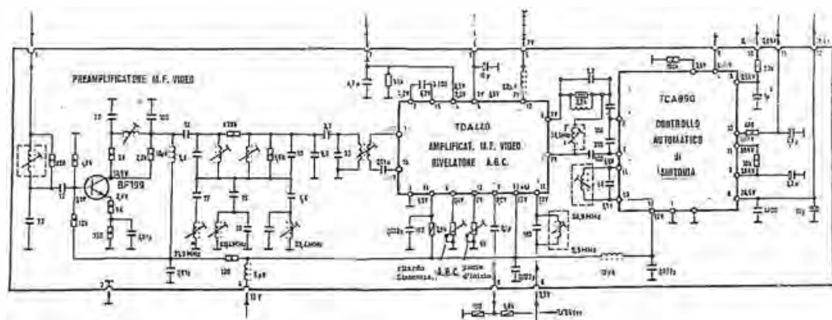
Integrati per televisori

Un televisore è un apparecchio, dal punto di vista circuitale e costruttivo, assai complesso. In esso moltissimi circuiti svolgono compiti diversi ma, ovviamente, coordinati. Secondo una suddivisione sommaria questi circuiti possono però essere raggruppati per affinità di funzioni; lo sviluppo dell'integrazione ha mirato, e mira, alla formazione di dispositivi che possano assolvere un assieme di funzioni secondo i principî dell'integrato « lineare ».

Citeremo qui solo alcuni degli integrati di questo settore perché sia l'esposizione delle loro funzioni che un esame della loro già consistente schiera, per confronti e impieghi (specialmente dopo la presenza del « colore ») deve trovare più logico collocamento e citazione in un Corso di Televisione.

Un modello che ha qualche analogia col TBA 651 visto all'argomento radioricevitori è qui il **TDA 440.** Infatti, gli è affidato il compito di amplificazione (controllata) in Media Frequenza; il televisore adotta, anch'esso, il principio supereterodina.

L'amplificazione che occorre è molto alta; il TDA 440, corredato dei dovuti circuiti di filtro, porta alla realizzazione di un amplificatore che offre un guadagno di 85 dB, con banda passante molto ampia. Gli stadi di amplificazione sono tre, seguiti da un limitatore, poi da un rivelatore sincrono e da due preamplificatori a videofrequenza, l'uno con uscita di segnale positivo, l'altro con uscita di segnale negativo. Vi sono poi, sempre all'interno dell'integrato, due circuiti generatori di controllo automatico (AGC) ritardato o differito, l'uno per fornire la tensione polarizzante alla stessa amplificazione attuata dal TDA 440 e l'altro per lo stadio amplificatore d'entrata da antenna, che è contenuto — nel televisore — in un apposito montaggio di sintonizzazione delle emittenti.



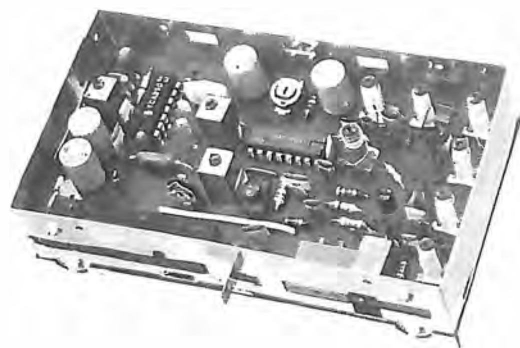


Fig. 61 W - Impiego di due integrati nel settore del televisore nel quale si ha il maggior grado di amplificazione. La tendenza attuale è quella di abbinare le funzioni qui svolte dal TCA 890 (controllo automatico frequenza: utile col colore) a quelle del TDA 440 costituendo un integrato unico.

L'integrazione di questo importante settore dell'apparecchio televisivo ha agevolato il compito dei costruttori in quanto è valsa ad eliminare i numerosi accorgimenti di schermatura e disaccoppiamento tra stadio e stadio, prima necessari di fronte ad un grado di amplificazione finale così elevato.

La **figura 61 W** illustra appunto un modulo che impiega il TDA 440: si può vedere, dalla fotografia, che all'interno dello schermo generale (scatola metallica) non vi sono schermi ulteriori. La schermatura generale è quasi sempre precauzionale perché vi sono anche moduli che non vi ricorrono.

Nello schema elettrico si osserva un altro integrato: il **TCA 890**. Questo è un esempio di come gli integrati apportino perfezionamenti un tempo trascurati.

La tecnica del controllo automatico della frequenza d'accordo — compito, appunto, del TCA 890 — è nota da tempo, ma per le complicazioni ed i costi che a mezzo dei componenti discreti la soluzione coinvolgeva, non vi si era mai fatto ricorso, neanche per il colore. Ora, invece, questo integrato la rende praticamente possibile.

Come del resto era prevedibile, è già comparso un altro integrato (il **TDA 2641**) che, da solo, svolge sia le funzioni del TDA 440 che quelle dell'890.

In altri settori l'integrazione ha apportato risultati anche più significativi. Ad esempio, laddove si rende necessario disporre di una certa potenza per deflettere il fascio elettronico del cinescopio (in televisione la deflessione è magnetica, a differenza di quella vista per l'oscilloscopio, che è elettrostatica), abbiamo già osservato che si può ricorrere ad un integrato della categoria di potenza per Bassa Frequenza.

Il passo successivamente compiuto (ci riferiamo alla deflessione verticale) è stato quello di affidare ad un integrato del genere — integrandolo ancor più... — anche le funzioni che prima lo precedevano. Così sullo stesso « chip » del **TDA 1270** troviamo quanto necessario sia a creare un'oscillazione a 50 Hz, sia a darle la dovuta forma (corrente a dente di sega), sia a predisporre l'aggancio di sincronismo atto a mantenere questo oscillatore in fase e frequenza con gli impulsi appositi in arrivo col segnale, sia l'amplificazione di potenza idonea alle esigenze delle bobine del giogo.

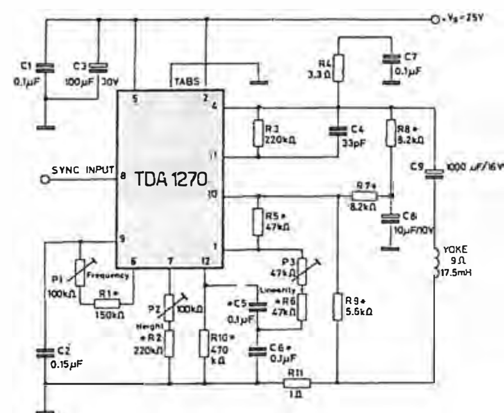
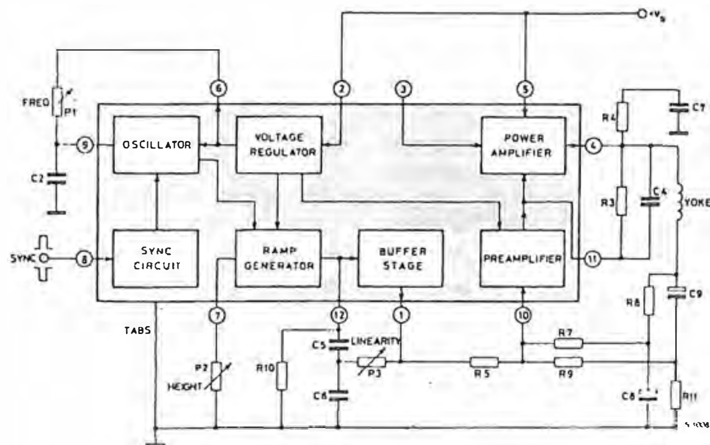
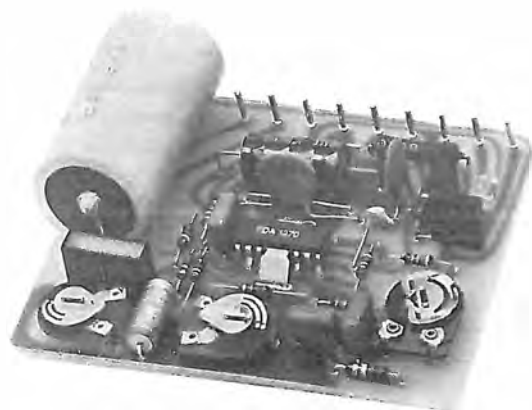


Fig. 62 W - Tutto ciò che si riferisce alla deflessione verticale (quadro) in un televisore può essere svolto da un unico integrato, per le esigenze del bianco e nero. Secondo il sistema adottato nel disegno sottostante si indicano, a blocchi, le diverse funzioni e l'interconnessione tra i blocchi: è una rappresentazione molto utile per rendersi conto sia della destinazione dei piedini che del funzionamento. A fianco, un modulo sperimentale con TDA 1270.





L'integrato citato diventa in effetti un completo sistema di deflessione verticale (**figura 62 W**) per televisori bianco e nero.

Dal momento che per il colore occorre una maggiore potenza e che a questo riguardo il problema ha scarse soluzioni per il colore, si rende necessario far seguire uno stadio di potenza formato da una coppia di transistori complementari. Tuttavia, in argomento dobbiamo citare la presenza di un integrato capace di rispondere, da solo, a quanto richiesto.

Si tratta del **TDA 2600**, che — al fine di dissipare una potenza inferiore a quella che si renderebbe necessaria con la tecnica classica (circa 12 W) — ricorre ad un particolare sistema derivato dal metodo usato in certi alimentatori stabilizzati e denominato « chopper » o « switched-mode ».

Se si avvia un treno d'onde triangolari oppure — poniamo — rettangolari, ad un filtro passa-basso, l'uscita risulta essere un valore medio della forma d'onda in ogni istante. Ciò significa che l'ampiezza dell'uscita è in diretta

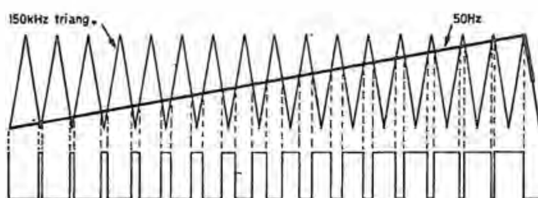


Fig. 63 W - Un sistema originale per formare il dente di sega di corrente necessario alla deflessione verticale di potenza, mantenendo la dissipazione nei limiti consentiti all'esecuzione del tutto su unico « chip ». È adottato dal TDA 2600.

relazione al tempo di durata di ogni singola onda: per onde a impulso stretto si ha tensione bassa, per onde a impulso largo, tensione alta, con tutti i possibili valori intermedi tra i due estremi.

Un treno d'onde triangolari a frequenza di 150 kHz applicato ad una entrata di un amplificatore differenziale ne uscirà — come si vede in **figura 63 W** — con ampiezza gradualmente crescente sino a formare una completa onda a dente di sega, se gli impulsi triangolari saranno progressivamente allargati.

Inoltrando all'altra entrata dell'amplificatore differenziale un'onda a dente di sega a 50 Hz,

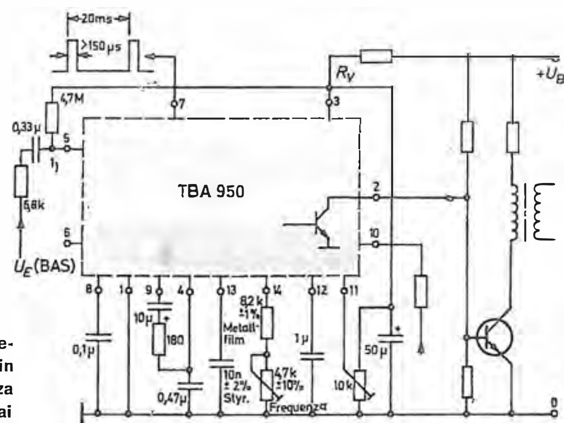


Fig. 64 W - I componenti a tolleranza ristretta per determinare in modo certo la gamma di frequenza utile sono solo due, connessi ai piedini 13 e 14. Il potenziometro collegato al piedino 11 permette la centratura dell'immagine sullo schermo in caso di piccoli spostamenti. Un altro integrato che compie funzioni analoghe è il TBA 920.

si comanderà appunto la durata — e perciò il tempo di conduzione — delle onde triangolari sino a formare con un crescendo la « rampa » desiderata.

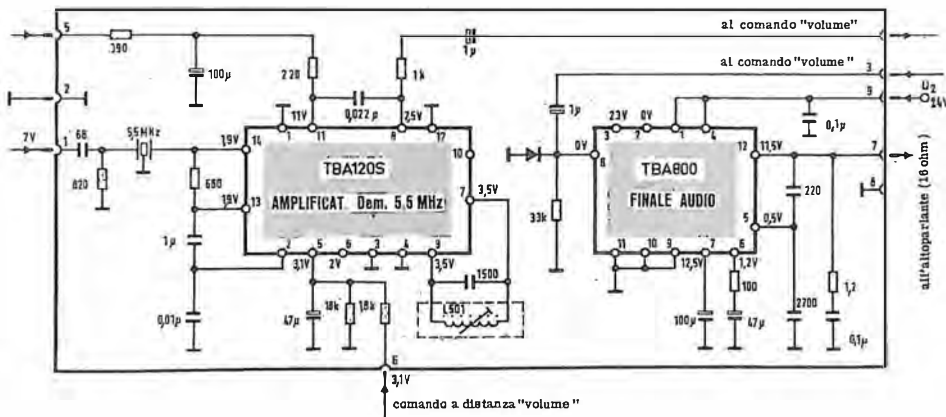
Così si perviene ad un dispositivo che dissipa, praticamente, solo nel tempo di conduzione, con risparmio di energia rispetto ad uno stadio che debba tollerare in continuità la forma d'onda (corrente) a dente di sega della scansione verticale. Da qui, possibilità di integrare.

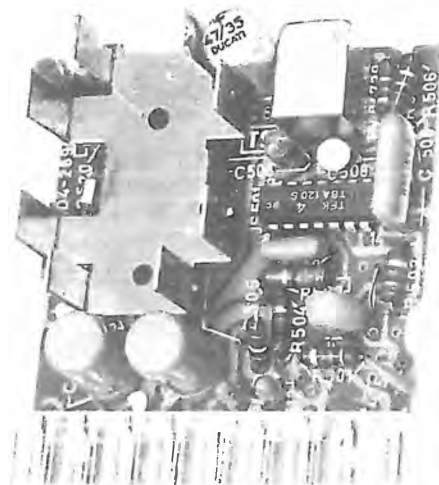
È opportuno ricordare che nel televisore vi è un altro settore di deflessione, oltre a quello verticale di cui si è detto. Vi è una deflessione orizzontale che ha estrema importanza in quanto da essa si ricava anche una buona parte dell'alimentazione dell'apparecchio stesso. Anch'essa è legata alla forma d'onda del dente di sega ma è basata su di una frequenza relativamente alta (15 625 Hz). Si comprende come occorra un oscillatore iniziale che possa svolgere il suo compito con stabilità di frequenza, facilità di aggancio del sincronismo che gli perviene, non sia influenzato da disturbi, ecc.

La tecnica degli integrati ha creato per questo scopo il **TBA 950** (e TBA 9500).

Lo schema di **figura 64 W** ne mostra l'impiego. In sintesi, esso svolge questi compiti: separa i segnali di sincronismo, con soppressione del « rumore », modifica la forma di quelli destinati al verticale (integra), confronta la fase

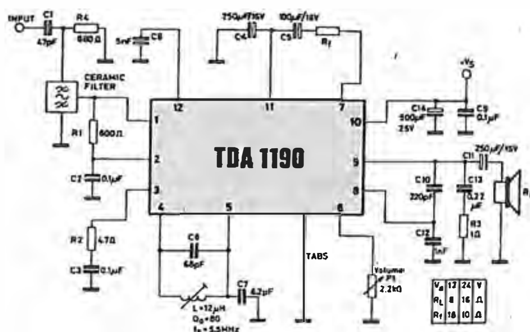
Fig. 65 W - Ecco due integrati che consentono la costruzione di moduli comprendenti tutto l'assieme audio di un televisore. Inserendo una resistenza variabile tra l'uscita da « 6 » del modulo e massa, si può comandare il volume di suono anche da una discreta distanza dato che — a differenza degli altri due conduttori indicati per questo compito — non occorre schermatura.





locale con quella in arrivo e fa si che coincidano, oscilla a frequenza di riga ed amplifica l'oscillazione prima di fornirla in uscita al piedino 2.

Il settore del suono vede impiegati come finali B.F. i tipi di amplificatori che abbiamo esaminati nelle pagine precedenti. Il completamento di questa parte del televisore in moltissimi apparecchi è quello che appare in **figura 65 W**, vale a dire mediante l'integrato **TBA 120**. Esso ricorda, nei suoi compiti, il TDA 1200 di cui abbiamo detto per i radioricevitori. Infatti, amplifica in Media Frequenza (5,5 MHz) con notevole guadagno (68 dB), limita il segnale nella sua ampiezza in quanto anche qui si tratta di agire su di un segnale modulato in frequenza, demodula con un sistema detto « a coincidenza », preamplifica in Bassa Frequenza. Al suo interno un diodo Zener stabilizza la tensione di alimentazione.



Le funzioni che il TBA 120 svolge, abbinate a quelle che il TBA 800 (o altro analogo) compie, affidate ad un unico integrato, hanno portato al **TDA 1190.**

È dunque quest'ultimo un completo sistema audio per TV. Lo si può vedere, anche come modulo, in **figura 66 W**. Rispetto alla soluzione precedente si tratta indubbiamente di un passo avanti che reca — a parità di risultati — una economia di componenti e quindi di spazio e di manodopera nel montaggio.

Una versione successiva al 1190 è denominata **TDA 2190**. Aggiunge la possibilità di collegamento con un registratore video a cassetta e e la scelta tra il funzionamento dello stadio finale di potenza come un normale amplificatore in classe B o con assorbimento costante di corrente.

Quanto abbiamo sin qui visto si riferisce a quelle funzioni che restano immutate nel caso che il telaio sia stato progettato per il bianco e nero quanto per il colore.

Quel che l'esigenza tecnica del colore mette in primo piano è tutta una serie apposita di integrati che — considerando la complessità dei circuiti — è più che giustificata. Per ben comprendere questo impiego bisognerebbe conoscere a fondo il sistema TVC. Ci limiteremo qui ad un brevissimo cenno che serva a ricordare come i mirabili risultati oggi raggiunti siano dovuti anche agli integrati come tali in un primo tempo, ed al loro processo evolutivo poi.

Tutta la parte in questione dell'apparecchio viene definita « crominanza ». In un primo tempo vi furono integrati solo parzialmente.

Nel televisore le funzioni necessarie al colore sono numerosissime. Si è in presenza di una modulazione in più (quella, appunto, relativa al colore) e, tra l'altro, questa modulazione, contemporanea a quella del video (in questo caso detto « luminanza ») è attuata con un sistema insolito (a portante soppressa); ciò conduce alla presenza di un altro oscillatore locale.

Si è in presenza poi, di un particolare segnale di sincronismo (detto « burst ») che ha molte funzioni. In un certo punto dell'apparecchio occorre suddividere i segnali a seconda che essi si riferiscano alla modulazione del rosso, del blu o del verde: si ha una « matrice », che deve essere preceduta da un « decodificatore ». Il segnale ad un certo momento deve essere anche — per quel che riguarda la sua fase — « identificato ».

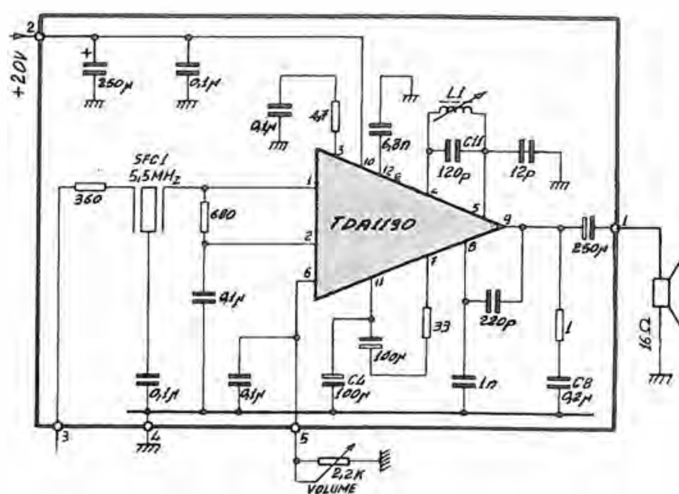


Fig. 66 W - Caso analogo a quello visto alla figura 62 W in quanto, anche qui un integrato solo è sufficiente a tutte le necessità del settore (in questo caso, audio). I due schemi si riferiscono uno al caso generale e l'altro ad un vero e proprio modulo. All'entrata, il segnale incontra un circuito risonante a 5,5 MHz (filtro) impiegante un elemento ceramico.

Mano a mano che gli integrati hanno fatto la loro comparsa per questi scopi, sono aumentati di numero, si da averne 5 o 6 in totale. Successivamente, come era logico, il loro numero ha subito una riduzione ed il livello dei risultati raggiunti si è anche elevato.

Oggi con tre soli circuiti integrati si può realizzare tutto un settore di crominanza.

Il **TDA 2140** provvede alla generazione locale della sottoportante del colore; il **TDA 2150** amplifica e controlla i segnali di luminanza e crominanza; il **TDA 2160** demodula il segnale del colore ed agisce come matrice. Naturalmente tutto ciò è accompagnato da azioni complementari che rendono automatica e sicura qualsiasi funzione.

Si può quindi affermare che per il trattamento del colore il televisore cromatico differisca da quello per bianco e nero solo per l'esigenza di altri tre integrati.

Integrati per applicazioni diverse

Le applicazioni dell'elettronica — è superfluo dirlo ai nostri lettori — sono innumerevoli. Ovunque una soluzione ai problemi di una qualsiasi tecnologia si prospetti possibile con mezzi elettronici, non tarda a manifestarsi l'apparecchiatura o lo strumento che utilizza la precisione, la rapidità, l'automaticità e, spesso, l'economia che circuiti e componenti dell'elettronica sono in grado di apportare.

Si intuisce che, anche qui, i circuiti integrati si impongono o meno in relazione all'estensione della loro possibile applicazione che — lo sappiamo — deve essere quantitativamente elevata. Affinché ciò avvenga occorre che il campo interessato investa prodotti di largo consumo oppure che l'integrato si presti ad essere utilizzato in più settori. Resta poi valida anche quella richiesta che, dall'integrato, può ricavare prestazioni non raggiungibili altrimenti.

Visti gli impieghi in radio e TV ed accennato al dominio nel campo del calcolo — ramo, quest'ultimo che svilupperemo ulteriormente — si rilevano alcune attività già legate in modo importante all'integrato.

Una di esse è quella degli strumenti musicali. Anche qui è superfluo dire dell'amplificazione di potenza; è invece sintomatica la presenza di generatori di nota per organi elettronici (**SAA 1030**), di formatori di ritmo (**M 252** ed **M 253**), di divisori di frequenza utili, sempre, nel campo musicale (**SAJ 210**, **SAJ 110**). Vi è anche un quadruplo oscillatore per organi (**TCA 430-N**) che fornisce onde quadre, simmetriche che possono essere avviate ai citati divisori di frequenza per ottenere ottave più basse.

Un'altra industria che per l'elettronica sta abbandonando la meccanica fine che l'ha caratterizzata da sempre è quella dell'orologio.

Se si genera un'oscillazione di frequenza molto stabile, ciascun impulso indica un ben preciso tempo (frazione di secondo, ecc. a seconda, ovviamente, della frequenza di oscillazione). Per conferire stabilità all'oscillazione si ricorre alle proprietà del cristallo di quarzo che risuona su una sua propria frequenza. La frequenza è troppo alta per le necessità del caso (indicazione di ore e secondi) perciò l'**SAJ 270 E**, che è un integrato per questi impieghi, incorpora l'oscillatore e 16 stadi divisori, un formatore degli impulsi, un alimentatore di motore ed un circuito per correzioni.

Essendo costruito con la tecnologia CMOS presenta un circuito che può funzionare entro ampi limiti di tensione d'alimentazione e di temperatura nonché con bassissimo consumo di corrente.

La frequenza di oscillazione stabilita in 32 768 Hz porta ad impulsi finali di 23,4 ms ad intervalli di 1 secondo. Altri modelli (**SAJ 300 S** e **T**) sono previsti per tensioni diverse d'alimentazione e suddivisioni diverse di frequenza.

In campo fotografico già molto nota è la possibilità che hanno alcune macchine di autoregolarsi in quanto ad apertura di obiettivo (diaframma) e tempo di esposizione. Un integrato (**UA 110**) può evitare sovraesposizioni e sottoesposizioni segnalando mediante indicazioni apposite se il diaframma deve essere variato nell'apertura che ha in quel momento, o che si è scelta.

Il lettore ricorda che si è detto del fenomeno Hall. Un elemento Hall è in grado di generare una tensione differenziale a seguito dell'applicazione di un campo magnetico. Questa tensione viene amplificata in un amplificatore differenziale contenuto nel **TCA 450 A**.

La tensione generata dall'elemento Hall dipende dalla densità e dalla polarità del flusso magnetico, così che il dispositivo è di conseguenza in grado di rivelarne la presenza.

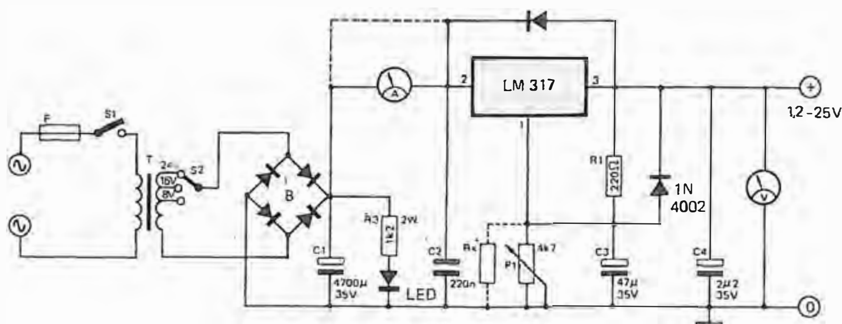
La corrente massima disponibile all'uscita dell'amplificatore differenziale è di 50 mA in saturazione, che può essere determinata da un resistore esterno o da un generatore di corrente.

L'elemento Hall di questo integrato ha una sensibilità di 0,4 V/T (4 μV/gauss) e un « offset » di densità di flusso di soli 7,5 T (75 gauss). Si può scegliere la tensione di alimentazione fra 4 e 16 V, mentre la temperatura di funzionamento va da — 55 a + 125 °C. Sono possibili nove diversi collegamenti che offrono ai progettisti di circuiti una considerevole flessibilità di progetto.

Il TCA 450 A può essere usato come sensore magnetico in rivelatori di posizione e velocità, generatori tachimetrici, motori a commutazione senza spazzole, sonde di misura, « pick-up » magnetici, giroscopi e sistemi per la navigazione. Può essere impiegato praticamente ovunque si debba convertire l'informazione magnetica in una tensione o corrente elettrica.

Sempre con maggiore frequenza si presenta il caso in cui un'alimentazione di apparecchiatura debba essere stabile e costante nei suoi valori di tensione, indipendentemente dalle variazioni di assorbimento del carico e da quelle della rete. Per questo motivo si diffondono sempre più gli alimentatori stabilizzati. Un caso tipico, anche se non si tratta di un assieme a se

Fig. 67 W - Un alimentatore stabilizzato come questo che dovesse ricorrere in tutto a componenti discreti per ottenere pari risultati, comporterebbe un numero assai superiore di elementi. Un alimentatore di questo tipo è molto utile in laboratorio per chi voglia sperimentare circuiti senza ripetere per ogni montaggio la parte alimentazione.



stante, è quello dei televisori a colori ove l'alimentazione dello stadio finale di riga deve essere sempre stabilizzata.

Un principio molto seguito per raggiungere, in varie maniere, lo scopo in questione, si basa sul prelievo di una frazione della tensione uscente, in quanto errore, che viene ad agire come tensione di controllo di un elemento (transistore) posto in serie, comportantesi come una resistenza variabile. L'assieme prevede quindi un transistore di potenza, in quanto deve essere in grado di far passare tutta la corrente del carico, diodi Zener per fissare una tensione di riferimento, transistori amplificatori della tensione d'errore, ed i soliti elementi di filtraggio.

Vengono offerti numerosi tipi di integrati per gli alimentatori stabilizzati; sono numerosi perché le esigenze, in tensione e corrente, sono molto varie. Si presentano incapsulati come i transistori. Citiamo gruppi per 5 V d'uscita fissi (**TBA 625 A** - **TDA 1405**), per 12 V (**TBA 625 B** - **TDA 1412**), per 15 V (**TBA 625 C** - **TDA 1415**) e tipi a tensione variabile da 2 a 37 V (**L 123**).

È interessante vedere un'applicazione pratica di uno di questi integrati la cui sigla è **LM 317**; è relativa alla costruzione di un alimentatore stabilizzato per laboratorio.

Lo schema di **figura 67 W** mostra un assieme che consente tensioni stabili da 1,2 a 25 volt. Si potrebbe variare la tensione d'uscita entro questa gamma in modo continuo anche usando una sola entrata di 36 V, ma a tensioni d'uscita basse una gran parte dei 36 V dovrebbe cadere all'interno dell'integrato; se si assorbisse allora una corrente alta, il circuito interno di protezione entrerebbe in funzione escludendo l'integrato. Per questo motivo si impiega un trasformatore con tre prese secondarie a circa 8 - 16 e 25 volt.

Una interessante, promettente e peculiare caratteristica è offerta dal **TCA 580**.

Collegandogli due resistenze esterne ed un condensatore (**figura 68 W**) questo integrato simula una bobina d'induttanza che può raggiungere il valore di 10^6 H. Questo circuito induttivo è impiegabile alle frequenze acustiche sino a 10 000 Hz, ad esempio nei filtri LC per la telefonia dove si può sostituire ogni bobina con un TCA 580 ed un condensatore conservando l'attenuazione ad un basso livello e la struttura a scala dei filtri.

La tolleranza sul valore di induttanza ottenuto è del ± 0,2 %, il comportamento dell'induttanza simulata essendo determinato pressoché interamente dai componenti esterni. I vantaggi particolari sono la bassa attenuazione che apporta, la riduzione di ingombro, la maneggiabilità e l'insensibilità alle perturbazioni magnetiche.

Montato in circuiti risonanti che debbano essere molto selettivi, si può raggiungere un fattore di qualità compreso tra 500 e 5 000, fattore che con grosse bobine può raggiungere al massimo 2 000.

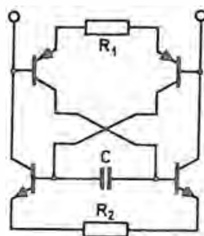


Fig. 68 W - Un uso inconsueto per un integrato. Il TCA 580 così connesso diventa un elemento induttivo che offre discreti vantaggi sulla classica bobina avvolta. Un vasto campo di impiego per quest'uso può essere quello della telefonia.

Sigle convenzionali

Per meglio individuarli, i circuiti integrati sono stati suddivisi in quattro gruppi:

— Famiglie di circuiti logici (digitali), e cioè appartenenti ad una famiglia con specifiche simili, principalmente progettati per essere interconnessi;
— Circuiti digitali singoli;
— Circuiti di tipo analogico (lineari);
— Circuiti di tipo analogico-digitale.

La codifica è formata da tre lettere seguite da tre cifre.

1) **Famiglia dei circuiti logici (digitali)**
Le prime due lettere indicano la famiglia di appartenenza.

2) **Circuiti logici (digitali) singoli**
La prima lettera è « S ».
La seconda lettera è usata per estendere il numero di serie.

3) **Famiglia di circuiti logici (digitali) e circuiti singoli**
La terza lettera suddivide i circuiti in categorie di funzioni.

H = Circuito combinatorio
J = Circuito sequenziale bistabile o multistabile
K = Circuito sequenziale monostabile
L = Convertitore di livelli
N = Circuito sequenziale bimetastabile o multimetastabile
Q = Circuito memoria Lettura/Scrittura
R = Circuito memoria a sola Lettura
S = Amplificatore di lettura per memoria (« sensing amplifier »)
Y = Varie

4) **Circuiti di tipo analogico (lineare)**
La prima lettera è « T ».

5) **Circuiti di tipo misto digitale/analogico**
La prima lettera è « U ».

6) **Circuiti analogici e digitali/analogici**
La seconda e terza lettera sono usate per estendere il numero di serie.
Per tutti i tipi le prime due cifre rappresentano il numero di serie.
La terza cifra indica la gamma delle temperature ambiente di lavoro.

0 — non indicata la temperatura
1 0 °C + 70 °C o maggiore
2 — 55 °C + 125 °C o maggiore
3 — 10 °C + 85 °C o maggiore
4 — 15 °C + 55 °C o maggiore
5 — 25 °C + 70 °C o maggiore
6 — 40 °C + 85 °C o maggiore

Un amplificatore B.F. a circuito integrato

Un amplificatore che è semplicissimo, realizzabile in poco tempo e con sicurezza di risultati. Ha il pregio di un rendimento elevato, di un basso consumo a riposo, di alta impedenza d'entrata e di una flessibilità nella scelta della tensione d'alimentazione. Un basso tasso di distorsione, un aspetto professionale, ridotte dimensioni e ridotto peso possono annoverarsi tra le sue altre caratteristiche.



L'uso dei circuiti integrati, come abbiamo visto, è entrato ormai in tutti i campi dell'elettronica; ciò grazie alla loro affidabilità, al loro piccolo ingombro, ed alla semplicità dei circuiti esterni necessari al loro impiego.

La tecnica di integrazione permette ora di ottenere prestazioni ottimali senza sottostare agli elevati costi dei circuiti tradizionali a componenti discreti. Con questo sistema si ottiene una effettiva miniaturizzazione delle apparecchiature, senza sacrificare la resa finale.

Questo amplificatore unisce ad una estrema semplicità costruttiva un minimo ingombro, un ottimo rendimento acustico ed una grande stabilità, grazie al tipo di circuito integrato impiegato.

Nella cassetta metallica sono montati anche il controllo di volume e quello dei toni alti. L'amplificatore ha un basso contenuto di armoniche e trascurabile distorsione di « crossover », anche alla massima potenza fornita, che è di 5 W su un carico di 4 ohm.

Notevole è la sensibilità all'ingresso (80 mV). È possibile l'alimentazione anche dalla batteria dell'auto.

L'amplificatore è stato realizzato, come si è detto, usando un unico circuito integrato, che contiene anche l'elemento di potenza, connesso termicamente con un'aletta esterna di raffreddamento.

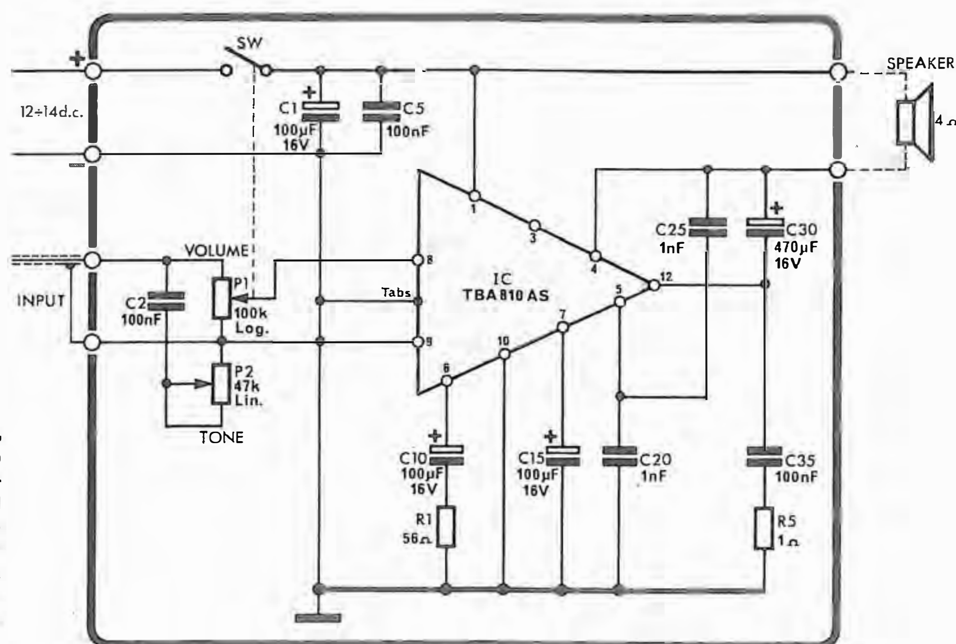
Questo elemento di potenza, collegato ad un altoparlante esterno di 4 ohm, consente la potenza citata, di 5 W.

Non è necessario che l'alimentazione abbia un valore fisso; essa può variare tra i 12 Vc.c. e i 14 Vc.c., quindi l'amplificatore è adatto ad essere alimentato anche dalla batteria a 12 V degli autoveicoli.

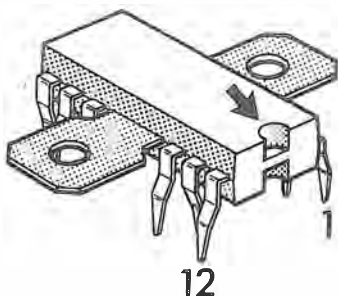
Il rendimento è elevato e raggiunge il 75% con 5 W di uscita.

Bassissimi sono sia il contenuto di armoniche che la distorsione di incrocio.

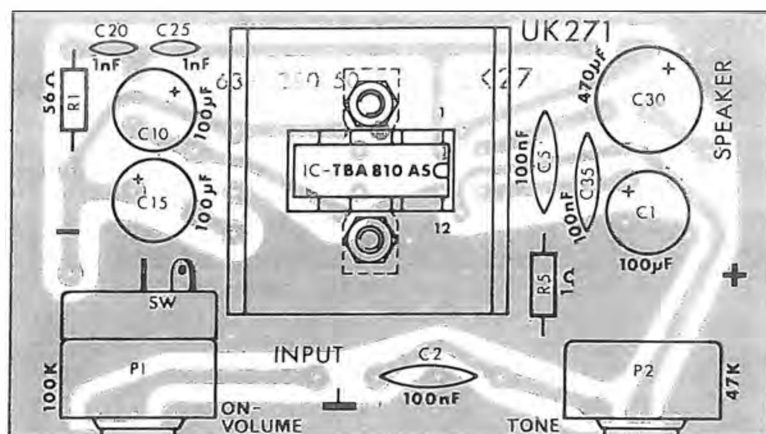
L'amplificatore è montato in una razionale custodia, sulla quale sono sistemati anche i due comandi di regolazione.



La semplicità dello schema — e quindi, della realizzazione — è dovuta all'impiego dell'integrato. Di quest'ultimo abbiamo detto già, a pagina 19 w. È interessante il fatto che la tensione di alimentazione può essere scelta entro un'ampia gamma di valori, da 9 a 16 volt, naturalmente con conseguente variazione della potenza resa. La risposta in frequenza è contenuta entro —3 dB da 40 a 20 000 Hz.



Il TBA 810 pur presentando 12 piedini, ne ha tre che non corrispondono ad alcun collegamento; sono il numero 2, il 3 e l'11. L'integrato è specificato con la lettera S oppure AS; quello scelto (810 AS) è caratterizzato dai due fori che si osservano sulle alette di dissipazione e che servono per fissare, con vite, l'ulteriore elemento di dissipazione calore. Qui, a fianco, il collocamento delle parti e la parte in rame del circuito stampato visto dal sopra (trasparenza).

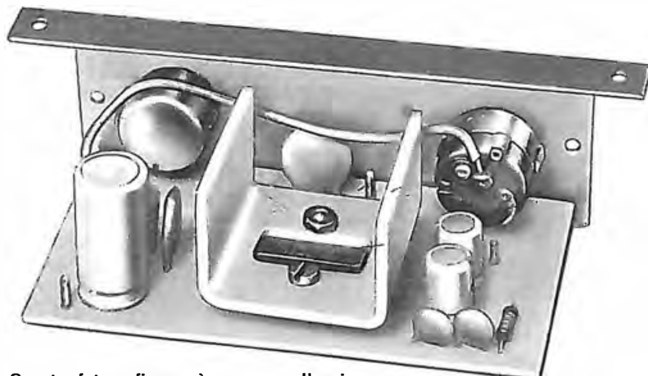


Lo schema

L'alimentazione in corrente continua entra attraverso l'interruttore SW ai terminali + e — dopo i quali viene filtrata per la bassa frequenza dal condensatore C5.

L'ingresso del segnale, al livello di 0,4 µA, viene applicato al gruppo di regolazione del volume e del tono.

Il volume è regolato dal potenziometro logaritmico P1 che parzializza la tensione di ingresso.



Questa fotografia, così come quella riprodotta sulla pagina precedente, mettono in evidenza la semplicità e la razionalità del montaggio, le ridotte dimensioni dell'apparecchiatura finita e il caratteristico aspetto che fa intuire una facilissima installazione anche su automezzi.

Il controllo del tono è effettuato dal potenziometro P2 che insieme al condensatore in serie C2 shunta in modo variabile la componente del segnale a maggior frequenza.

Il segnale così trattato viene applicato ai piedini 8 e 9 del circuito integrato. Il condensatore C20 ed il condensatore C25 formano la rete di controreazione.

Gli altri elementi hanno lo scopo di completare il circuito interno; essi sono di valore troppo elevato per essere direttamente integrati e servono per un miglioramento della risposta in frequenza.

Tra i piedini 4 ed 1 si dispone l'altoparlante di 4 ohm.

Collegamenti

— Collegare un altoparlante di 4 ohm ai terminali « speaker » serigrafati sul circuito stampato, mediante piattina bifilare.
Per una ottima resa si consiglia di utilizzare una cassa acustica (potenza di 5 W).

— Collegare i terminali: negativo dall'alimentazione al punto — del circuito stampato e il termine + al terminale rimasto libero dell'interruttore.

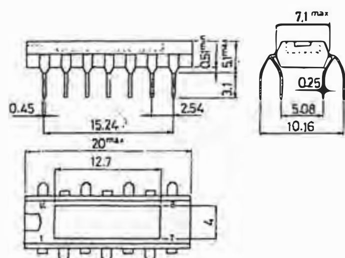
— Collegare con cavetto schermato il segnale proveniente da un giradischi con cartuccia piezoelettrica, o altra sorgente avente caratteristiche richieste dall'amplificatore, ai terminali « input » e ⊥ serigrafati sul circuito stampato.
La calza esterna del cavetto schermato deve essere collegata al terminale ⊥.

L'altoparlante in cassa acustica permette la migliore riproduzione musicale: si può usare un modello da 5 watt o, meglio ancora, un modello da 10 watt che per il massimo d'uscita dell'amplificatore darà luogo a minore distorsione di riproduzione.

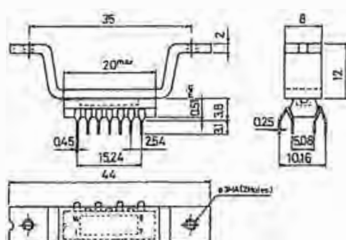
12÷14Vd.c.
+ —
UK 801
(5W-4Ω)
UK271

Disposizione dei piedini - sigla della capsula e dimensioni in millimetri

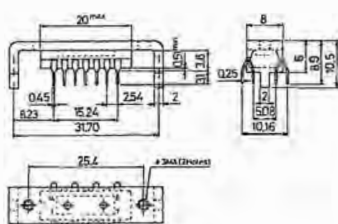
DIP A - 14 piedini - custodia in plastica - piastrina rame



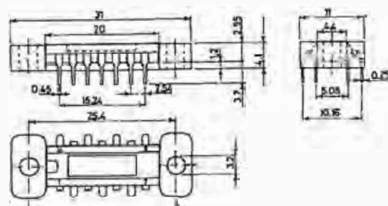
DIP B - 14 piedini - custodia in plastica - barra esterna



DIP C - 14 piedini - custodia in plastica - barra esterna rovesciata

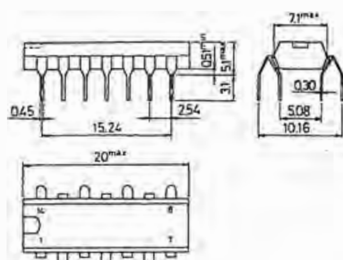


DIP D - 14 piedini - custodia in plastica - distanziatore

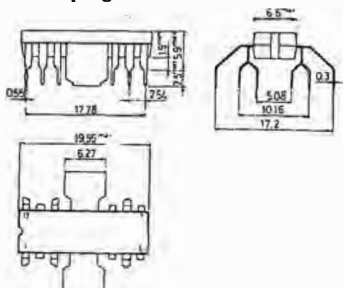


CIRCUITI INTEGRATI

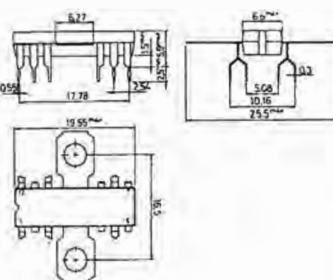
DIP E - 14 piedini - custodia in plastica - split



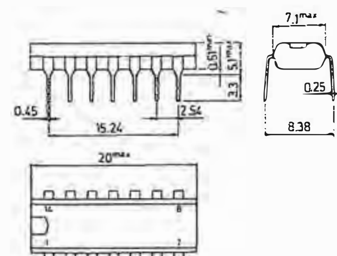
DIP F - 12 piedini - custodia in plastica - alette di raffreddamento piegate



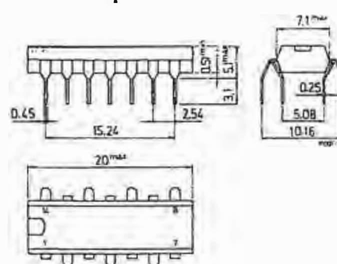
DIP G - 12 piedini - custodia in plastica - alette di raffreddamento piatte



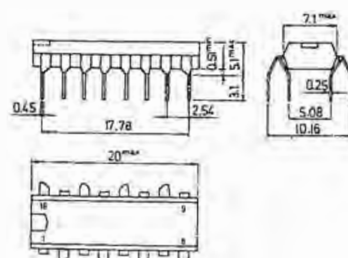
DIP H - 14 piedini - custodia in plastica



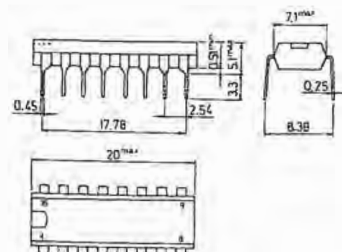
DIP I - 14 piedini - custodia in plastica - split



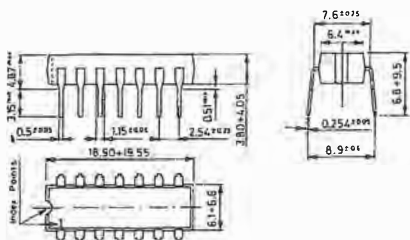
DIP J - 16 piedini - custodia in plastica - split



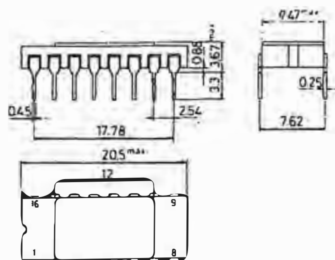
DIP K - 16 piedini - custodia in plastica



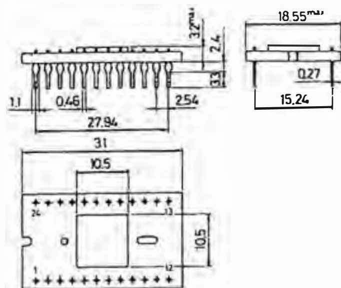
DIP L - 14 piedini - custodia in plastica (TO-116)



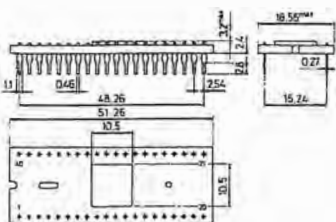
DIP M - 16 piedini - custodia ceramica



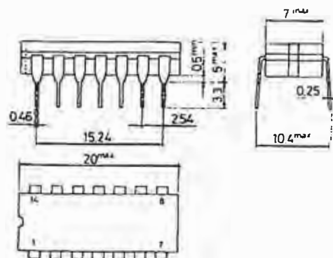
DIP N - 24 piedini - custodia ceramica



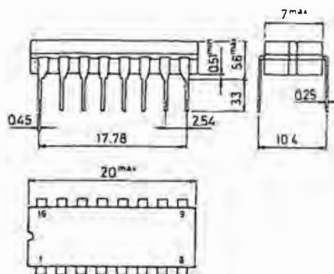
DIP O - 40 piedini - custodia ceramica



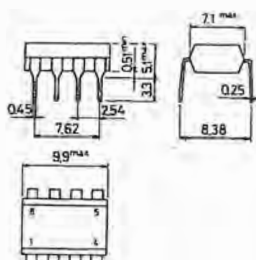
DIP P - 14 piedini - custodia ceramica



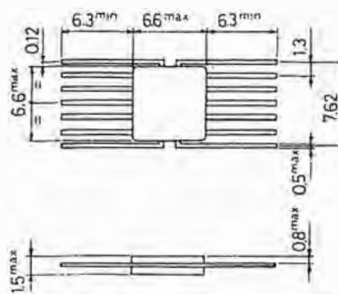
DIP Q - 16 piedini - custodia ceramica



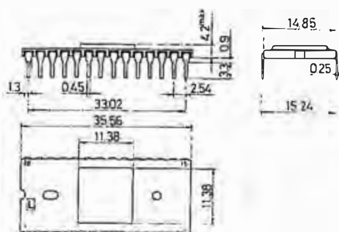
DIP R - 8 piedini - custodia in plastica



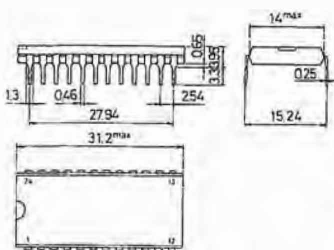
DIP S - 14 piedini - custodia ceramica, piatta



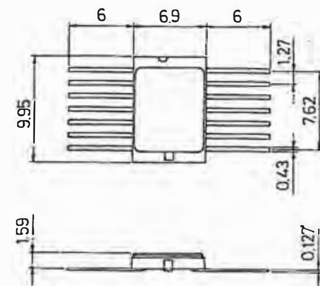
DIP T - 28 piedini - custodia ceramica



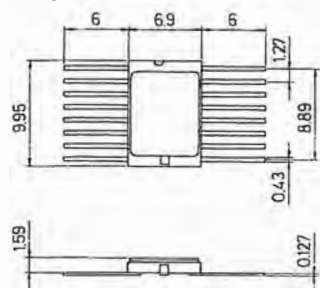
DIP U - 24 piedini - custodia in plastica



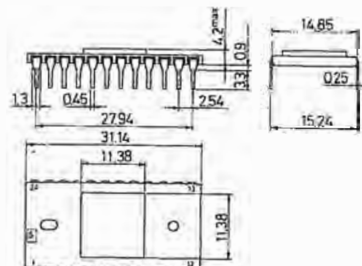
DIP V - 14 piedini - custodia ceramica, piatta



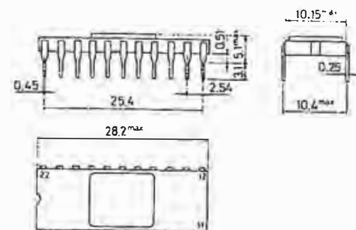
DIP W - 16 piedini - custodia ceramica, piatta



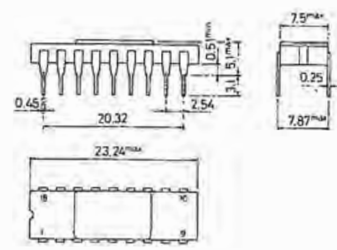
DIP X - 24 piedini - custodia ceramica



DIP Y - 22 piedini - custodia ceramica



DIP Z - 18 piedini - custodia ceramica



L'ELETTRONICA

IN 30 LEZIONI - TEORIA E PRATICA

Nuove realizzazioni

19



RADIO - TRANSISTORI - CIRCUITI INTEGRATI - Hi-Fi - ANTENNE - TRASMISSIONE - APPLICAZIONI VARIE

Rivista culturale per la formazione professionale - esce il 10 - 20 - 30 di ogni mese - sped. in abb. postale 3° Gr. - —70 % - L. 850

Optoelettronica

Il lettore sa che una « giunzione » polarizzata inversamente, sottoposta ad energia luminosa accresce la sua debole corrente inversa (« corrente di oscurità » in questo caso) in proporzione all'intensità di luce incidente: si ha così, una corrente totale detta « corrente di illuminazione », ed il dispositivo è denito «fotodiodo».

Si è visto anche come si possono realizzare sulla base di quanto sopra, oltre che dei diodi, anche dei fototransistori. Si è visto inoltre, che impiegando per la giunzione materiale semiconduttore particolare (ad esempio, Arseniuro di Gallio) opportunamente drogato — e polarizzando la giunzione in senso diretto — si ha emissione di luce (visibile o invisibile): si tratta dei noti e oramai molto diffusi diodi LED.

Vi sono poi molti altri fenomeni e dispositivi fotoelettronici — originali o elaborati da quelli citati — che estendono le applicazioni, creano nuove possibilità, portano a soluzione problemi tecnici insoluti o risolvono economicamente lavorazioni onerose.

Questo abbinamento della luce con l'elettronica ha dato vita — da non molti anni — alla **optoelettronica.** È un settore che conta già una gamma molto ricca di componenti e che è oggetto di sviluppo sempre più ampio e celere.

Con l'optoelettronica si trasforma dunque l'energia luminosa in energia elettrica e l'energia elettrica in energia luminosa; l'optoelettronica però, è anche la scienza che permette la trasmissione, il trattamento e l'immagazzinamento di enormi quantità di « informazioni ».

Due contributi sono stati determinanti in ciascuna delle due scienze interessate (ottica ed elettronica) in questi ultimi anni: il laser ed i semiconduttori. Dall'abbinamento di tecniche e tecnologie che di essi hanno cocretato lo sviluppo è nata appunto, l'optoelettronica.

I componenti e le applicazioni dell'optoelettronica permettono di rivelare la presenza e l'intensità della luce, determinano la posizione di oggetti che interrompono o riflettono un raggio di luce, trasmettono segnali elettrici senza connessioni elettriche.

Ciò, in unione al basso costo, all'alta velocità ed alla sicurezza dei dispositivi a semiconduttore oramai prodotti su scala di massa, porta evidentemente ad una varietà di funzioni molto utili: dal controllo automatico del livello luminoso negli apparecchi di fotoriproduzione, al rilevamento del momento esatto per la scintilla delle candele dell'auto, al comando opportuno delle delicate funzioni di un calcolatore elettronico onde far agire a programma una macchina utensile (trasmissione di segnali « logici ») senza che le tensioni di linea ed il rumore di fondo pervengano alle logiche stesse.

I principali campi di impiego vedono cioè:



Se si può trasformare la luce in una corrispondente e proporzionale corrente elettrica, suddividendo una immagine in un numero elevatissimo di piccole aree — e ricavando in rapidi tempi successivi e ripetuti il loro valore elettrico — si ha un « segnale » che rappresenta la scomposizione dell'immagine: è il principio della televisione, l'applicazione più vistosa e nota dell'optoelettronica. Un segnale del genere può però essere immesso anche sulle reti telefoniche e si perviene così al videotelefono.

barriere per il controllo di produzione e come dispositivi di sicurezza; apparecchiature di controllo e regolazione della luce, quali interruttori crepuscolari, avvisatori d'incendio e dispositivi di sorveglianza d'incandescenza; lettura di schede e nastri perforati; posizionamento dell'utensile in macchine per lavorazioni meccaniche (misura della lunghezza, dell'angolo, della posizione); controllo di apparecchiature ottiche e, come già accennato, di fenomeni di innesco ed accensione tempestiva; trasmissione di segnali con separazione galvanica (cioè, senza contatto diretto) tra entrata ed uscita dei dispositivi interessati.

A seconda dell'applicazione il tecnico ha a sua disposizione dispositivi diversi che, per le loro caratteristiche meglio soddisfano l'esigenza specifica. Si possono così impiegare foto-pile, pile solari, fotodiodi o fototransistori. Ad esempio, quando l'amplificatore è a resistenza d'entrata alta si deve dare la preferenza ai fotodiodi; quando si devono comandare amplificatori transistorizzati o a circuiti integrati si possono usare con vantaggio foto-pile al silicio o, ancor meglio, fototransistori. Quando si devono esplorare ampie superfici con relazione diretta e sicura tra luce e segnale utile, si ricorre alle cellule fotovoltaiche.

Quanto abbiamo detto ci porta ad una prima, logica spartizione della materia d'esame: componenti che la luce generano e componenti che di essa usufruiscono. Nei primi abbiamo quindi le sorgenti luminose; nei secondi, i ricevitori fotosensibili.

Sorgenti di luce

È bene premettere che nell'ambito dell'elettronica col termine « luce » non deve intendersi solo la luce visibile. La luce, per la tecnica elettronica è irradiazione elettromagnetica e quindi può manifestarsi — ed interessare — anche in quelle parti dello spettro che il nostro occhio non percepisce. Perciò, sebbene non sia molto corretto, si parla di « luce », ad esempio, per gli infrarossi e gli ultravioletti: i dispositivi sensibili, al silicio, li rivelano ma noi, essendo essi al di là della luce rossa e violetta dello spettro, non li vediamo; il loro comportamento tuttavia può rientrare in quello della luce visibile.

Fonti di luce visibile che trovano impiego, più o meno, in elettronica sono: le lampade ad incandescenza, le lampade a fluorescenza o a scarica nel gas, i diodi, i laser, le cellule elettroluminescenti, il sole, gli schermi dei tubi a raggi catodici, ed altre.

Il nostro occhio non ha eguale sensibilità per tutti i colori; se questi, per caso, sono presenti con pari intensità luminosa, noi abbiamo l'impressione che la zona giallo-verde dello spettro visibile (iride) sia la più chiara mentre gli estremi (da un lato il rosso e dall'altro il violetto) sembrano più scuri. Ce lo conferma la curva che indica la luminanza percepita dall'occhio (**figura 1 X**) alle diverse lunghezze d'onda (colori). Si è reso importante a questo proposito poter fare dei confronti tra sorgenti diverse di luce sì da avere un loro collocamento relativo, utile alle comparazioni.

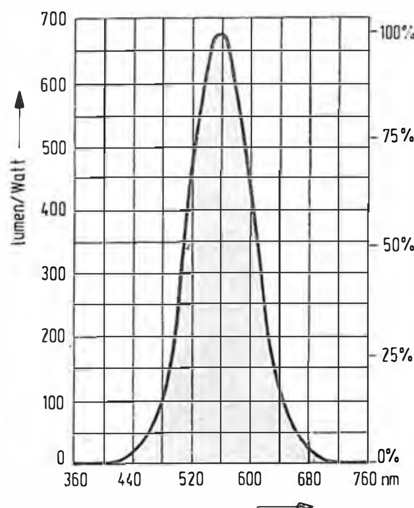


Fig. 1 X - La luce percepita dall'occhio umano copre la gamma 380-780 nm circa (dal violetto al rosso); l'occhio ha sensibilità massima sui 560 nm (verde-giallo). La curva nel suo assieme si sposta verso le onde più corte in regime di oscurità (notte): il picco passa a 520 nm. La curva di sensibilità deve essere tenuta in debito conto in tutte le applicazioni per luce visibile. I colori visti dall'occhio sono così distribuiti:

viola	da 380 a 450 nm
blu	da 450 a 485 nm
ciano	da 485 a 500 nm
verde	da 500 a 550 nm
giallo	da 550 a 590 nm
arancio	da 590 a 600 nm
rosso	da 600 a 780 nm

Se si riscalda un pezzo di ferro, all'inizio esso emette luce invisibile (calore, ossia infrarossi), poi si scorge luce rossa che, aumentando il riscaldamento diventa gialla e poi ancora, bianca. È evidentemente possibile allora, esprimere in gradi di calore la luce emessa in corrispondenza ai gradi stessi da un qualsiasi corpo: avremo così la **temperatura di colore.** Essa viene espressa in gradi Kelvin nella cui scala 0° corrispondono a —273 °C.

In base a questo concetto si può enunciare ad esempio, per una normale lampada ad incandescenza (tungsteno) una temperatura di colore di 2500 °K circa, mentre per il sole questa temperatura è di 5900 °K; è per questo che la luce bianca di una lampadina è diversa dal colore della luce solare, ed entrambe sono diverse dalla luce, bianca, di un « flash » elettronico la cui temperatura di colore è sui 6500 °K.

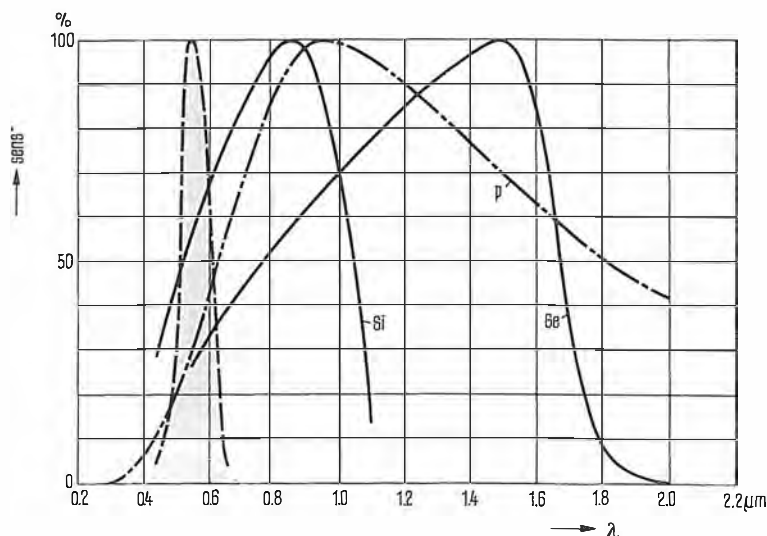
Se si rileva l'energia che il corpo riscaldato (ad esempio il filamento della lampadina) emette alle diverse temperature, si può tracciare una curva di **emissione spettrale** di quel corpo. Si nota allora, che per la lampada a filamento a 500 °K il filamento diventa incandescente e l'irradiamento massimo è sui 1200 nm di lunghezza d'onda (e quindi di colore). Elevando ancora la temperatura l'irradiamento massimo si sposta, come frequenza, verso le onde più corte e si colloca, a 2856 °K, sui 900 nm, così come si può osservare in **figura 2 X.**

L'intensità luminosa che un corpo, considerato come fonte di luce, irradia può essere misurata prendendo a confronto quella della **candela** ideale (cd). Il corpo però oltre alla luce visibile di solito emette, contemporaneamente, altre irradiazioni, invisibili: la quantità totale di energia irradiata — per unità di tempo — in tutto lo spazio circostante è detta **flusso energetico** (P). Può essere espressa in watt.

Una sorgente di luce le cui dimensioni fisiche possano essere considerate trascurabili nei confronti delle altre dimensioni dell'applicazione in atto, viene definita correntemente una fonte **puntiforme.** Più esattamente, è tale quella sorgente le cui dimensioni massime sono inferiori alla decima parte della distanza che sussiste tra di essa ed il punto di ricezione o di utilizzazione della luce.

Una sorgente puntiforme producente luce con intensità di 1 candela, passante attraverso 1 steradiante dà luogo ad **1 lumen** (unità di flusso luminoso). Steradiante = angolo solido che abbraccia una zona sulla superficie di una sfera eguale al quadrato del raggio. In una sfera vi sono 4 π radianti.

Fig. 2 X - Il germanio (Ge) ed il silicio (Si), noti semiconduttori cui si ricorre nelle realizzazioni di dispositivi fotoelettrici, presentano le « sensibilità spettrali » qui indicate dalle 2 curve; come si vede, hanno rendimenti massimi per onde oltre il rosso (infrarosso), ben oltre la gamma del visibile. È riportata anche la curva (p) della lampada incandescente (a 2 586 °K) e quella dell'occhio.



Il laser

Anche se, alla lettera, il Laser è un amplificatore (il suo nome deriva infatti da **L**ight **A**mplification by **S**timulated **E**mission of **R**adiation, che vuol dire amplificatore di luce per mezzo di radiazione d'energia stimolata) comunemente può essere considerato come « sorgente » di luce. Infatti, la luce (eventuale) che gli viene avviata serve unicamente a stimolare la generazione di un'altra luce, a lunghezza d'onda diversa, contraddistinta da peculiarità assai più interessanti.

Il fascio di luce che il laser emette ha tre importantissime caratteristiche che sono in effetti le sue prerogative: è estremamente **concentrato** (e quindi, piccolo), è su di una frequenza ben determinata (**monocromatico**) ed è di luce **coerente** (vale a dire è un'emissione in fase di onde della stessa frequenza).

La sottigliezza del fascio, che vuol dire alta energia focalizzabile in un punto molto preciso, consente impieghi di tipo meccanico quali lavorazioni di metalli per taglio, foratura, saldatura e impieghi nel campo delle telecomunicazioni come supporto di modulazione. Con esso si tagliano le pastiglie dei circuiti integrati, si tarano (per asportazione) i resistori a strato metallico, si effettuano operazioni chirurgiche (bisturi) anche sulla retina dell'occhio.

La frequenza rigorosa, che dal punto di vista modulazione significa banda estremamente ristretta, è certamente utile nelle telecomunicazioni ove, però si ha il rovescio della medaglia in quanto certi agenti atmosferici (nuvole, nebbia, pioggia e neve) perturbano fortemente la propagazione per via di fenomeni di assorbimento e di riflessione che danno origine a forte attenuazione.

La coerenza, infine, è il fenomeno che sta all'origine della concentrazione già citata. Per ottenere un pennello di raggi paralleli con una sorgente di luce qualsiasi (cioè, non coerente) si ricorre innanzi tutto all'impiego di una fonte puntiforme e si mette a fuoco con una lente questa fonte; dalla lente si dipartirà allora un fascio di raggi paralleli ma non tutta l'irradiazione potrà essere assoggettata. Dal momento che, per quanto piccola la sorgente ha un suo diametro, vi saranno raggi che formeranno angoli diversi e non rispetteranno la distanza focale. Avremo un fascio con una certa divergenza come si può sempre constatare indirizzandolo su di uno schermo ove si osserverà una tacca luminosa sempre più grande via via che lo schermo sarà allontanato dalla fonte. Per contro, i raggi del fascio laser hanno un parallelismo tale che praticamente la tacca è eguale a pochi metri ed a diversi chilometri.

Disponendo di una sorgente di raggi paralleli, se gli stessi vengono ulteriormente concentrati mediante una lente è facile intuire che nella posizione di « fuoco » si avrà un vero « punto » di luce, la cui densità o potenza, sarà eccezionalmente elevata, tanto da permettere quanto accennato (fusione, ecc.) negli impieghi.



Il laser genera una luce le cui caratteristiche (coerenza, intensità, monocromia) vengono sfruttate in applicazioni assai diverse, dalle telecomunicazioni alla lavorazione dei metalli. Qui, un raggio laser iscrive su di un cristallo di niobato di litio, ben 1 000 immagini diverse (ologrammi) che ivi restano immagazzinate.

Principio di funzionamento

Il principio sul quale si basa il funzionamento del laser non è complesso. Si sa che qualsiasi materia è costituita da atomi; sono questi come dei minuscoli sistemi solari in cui attorno ad un nucleo centrale si muovono rapidamente gli elettroni su orbite di diverse dimensioni (**figura 3 X**). Ci si ricorderà di aver già incontrata questa descrizione allorché si è discusso, appunto, della materia e dell'elettricità.

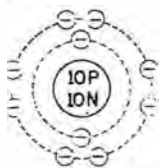


Fig. 3 X - Un sistema solare in miniatura: così può essere considerato un atomo. Attorno al nucleo (che ha 10 protoni e 10 neutroni, in questo caso) orbitano gli elettroni (carica negativa); quelli su orbita più vicina al nucleo ruotano più velocemente e possono essere considerati carichi di maggiore energia di quelli più lontani.

Gli elettroni più interni, vale a dire più vicini al nucleo sono, per questo motivo, soggetti ad una forza di attrazione da parte dello stesso che è maggiore di quella che viene esercitata su quelli più lontani; però, gli elettroni vicini al nucleo sono animati da maggiore velocità e, di conseguenza maggiore è la forza che tende ad allontanarli (forza centrifuga).

Le due forze (di attrazione e centrifuga) si bilanciano e gli elettroni restano su di un'orbita stabilmente: si può dire che essi sono caricati di una maggiore energia di quella che caratterizza gli elettroni esterni perché questi sono più lenti.

Supponiamo ora che — per una causa esterna — l'elettrone si sposti da un'orbita all'altra.

La causa esterna può essere costituita da agenti diversi: un raggio cosmico, una particella di altra natura, una radiazione elettromagnetica; vediamo, per ora, quest'ultimo caso, più precisamente quello della radiazione di luce visibile. In questo campo la più piccola unità o pacchetto di energia è il quanto o **fotone**.

Il fotone quindi, che penetra nell'atomo ed urta un elettrone può però provenire da diverse direzioni: una, ad esempio può essere quella ortogonale al piano dell'orbita; un'altra trovarsi invece sul piano dell'orbita stessa.

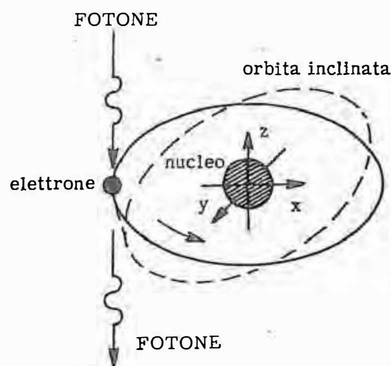


Fig. 4 X - Se il fotone in arrivo di una luce urta l'elettrone che sta orbitando, secondo un piano ortogonale a quello dell'orbita, si verifica uno scambio di energia minimo: l'orbita rimane sostanzialmente immutata ed il fotone prosegue nella sua direzione.

Nel primo caso — urto ortogonale — l'orbita può inclinarsi senza però variare apprezzabilmente le sue dimensioni (assi). Ciò vuol dire che l'elettrone conserva all'incirca la medesima energia e che il fotone fuoriesce dall'atomo:

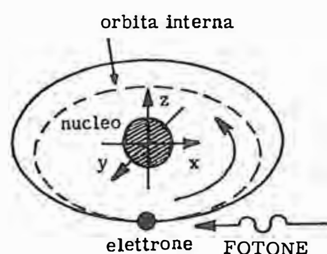
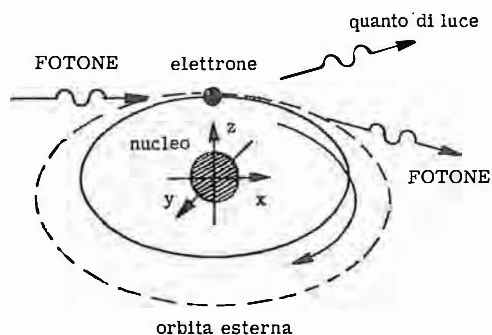


Fig. 5 X - Se il fotone arriva dalla direzione opposta a quella di rotazione dell'elettrone, l'urto dà luogo all'assorbimento dell'energia del fotone da parte dell'elettrone; quest'ultimo allora (più carico) si sposta su di un'orbita interna, più vicina cioè, al nucleo.

in altri termini, la luce che ha colpito l'atomo di materia fuoriesce da essa con la medesima intensità. Vedi **figura 4 X**.

Nel secondo caso — urto sul piano e cioè, frontale — l'elettrone urtato può risultare in movimento di direzione opposta a quella del fotone (**figura 5 X**). In tal caso il fotone cede tutta la sua energia, annullandosi. L'elettrone, così frenato — carico di una maggiore energia — si porta verso un'orbita più interna; esso cade cioè verso il nucleo, con una velocità crescente e si inserisce ad un certo momento in una nuova orbita, più piccola. La luce che ha colpito l'atomo di materia è penetrata in essa e vi si è annullata.



Se l'elettrone urtato è, invece, in movimento di senso pari a quello del fotone in arrivo (**figura 6 X**) accade che la sua velocità aumenta, cio che lo porta su di un'orbita esterna, dotata di minore energia perché su di essa la velocità « media » dell'elettrone è minore. In questo caso quindi, l'elettrone anziché assorbire energia come nel caso precedente, è costretto a cederne ed emette — anch'esso — un quanto di radiazione.

La lunghezza d'onda di questo quanto sarà funzione delle variazione di energia subìta durante l'urto, come dire, in funzione della lunghezza d'onda del fotone incidente. La luce che ha colpíto l'atomo di materia furiesce da essa ed in più, libera un fotone identico di luce monocromatica, di eguale colore; essa fuoriesce cioè amplificata (a spese dell'energia atomica conservata nelle orbite elettroniche).

Tutto ciò, per quanto meraviglioso, non è strano. L'aumento di luce avviene, come si è testè detto, a spese dell'atomo, che risulta degradato di energia perché uno o più dei suoi elettroni si sono portati su un'orbita esterna.

Affinché il processo possa ripetersi ed assumere valori di pratica utilità occorrono due cose: caricare gli atomi, conferendo ad essi continuamente l'energia che essi perdono convertendola in luce e assicurare che gli urti tra fotoni ed elettroni avvengano secondo la direzione prevista (figura 6 X). Sappiamo che se questa seconda condizione non è rispettata, la luce viene dispersa o assorbita.

È superfluo sottolineare che il verificarsi delle condizioni viste dà luogo al laser. E vediamo ora come queste condizioni, in un laser particolarmente semplice (**figura 7 X**) sono rispettate, costruttivamente.

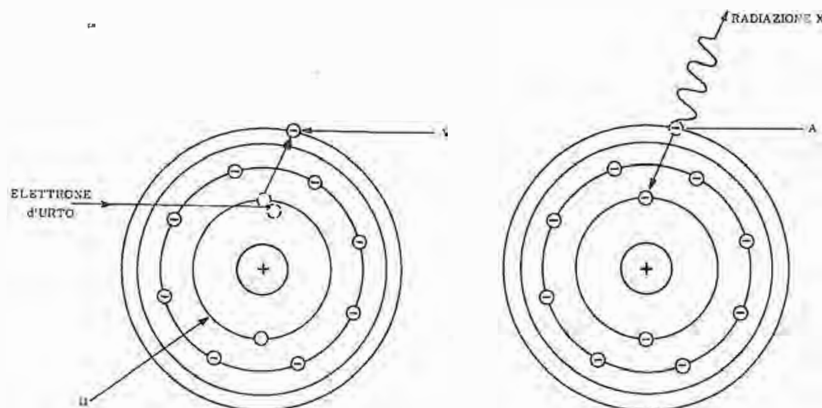


Fig. 6 X - Se il fotone arriva da una direzione che è eguale a quella di rotazione dell'elettrone, l'urto (su B) dà luogo ad una maggiore velocità dell'elettrone; quest'ultimo allora si sposta su di un'orbita più esterna dove vi è minore energia, sicché esso è costretto a cedere il di più che possiede e lo fa liberando (da A) un quanto di luce.

LASER A RUBINO

Questo laser si compone di un cristallo sintetico di colore rubino, tagliato in forma di barretta cilindrica (trasparente) avente un diametro di 5 mm ed una lunghezza di 50 mm.

Le due superfici terminali del cilindro sono rese piane e speculari con una operazione di rettifica, nonché parallele tra di loro con la precisione di meno di 10 secondi d'arco. Que-

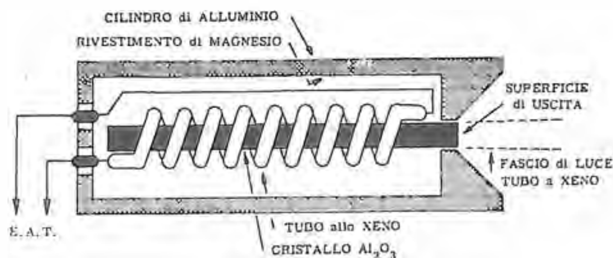


Fig. 7 X - Veduta in sezione di un laser a rubino; è questo, il capostipite dei laser (1960). Il tubo a spirale contenente xeno genera la luce pompa che investe il cristallo. La parete interna del cilindro di alluminio è speculare. Attorno al bordo della superficie d'uscita del rubino (uscita raggio) l'alluminio è a forma conica per concentrare la luce.

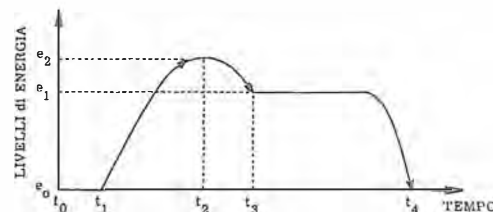


Fig. 11 X - La variazione dei livelli dell'elettrone vista graficamente. L'elettrone passa dal livello e_0 al livello e_2 per effetto dell'urto col fotone della luce pompa, indi scende al livello e_1 (orbita metastabile) dal quale ricade al livello originario emettendo un quanto di luce.

ste superfici terminali sono parzialmente riflettenti: esse lasciano passare solo un 5% della luce che le colpisce e rinviano il restante 95%.

Attorno a questo cilindro di cristallo è disposto, a spirale, un tubo luminescente a gas xenon, il quale si illumina per effetto di scariche elettriche ad alta tensione. Questo tubo deve fornire la luce di alimentazione che carica di energia gli elettroni contenuti negli atomi del

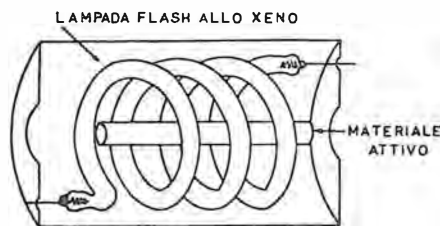


Fig. 8 X - Altra illustrazione di un laser con lampada a spirale. Questo tipo di pompaggio è utilizzato solo per laser a regime impulsato. Il materiale attivo (cilindro) ha diametro da qualche millimetro ad 1 centimetro e lunghezza da 1 a qualche decina di centimetri.

cristallo una volta che questi si sono impoveriti portandosi tutti sulle orbite più esterne. Per questa sua caratteristica funzione il tubo e la luce che fornisce sono definite azioni di « pompa ».

Il cilindro di cristallo ed il tubo della pompa sono racchiusi — come si vede in figura — in un cilindro metallico di alluminio rivestito di manganese. Il cilindro serve a mantenere coassiali i diversi elementi nonché a riflettere nel cristallo la luce emanata all'intorno.

Solo una delle superfici frontali del rubino viene lasciata libera per l'irradiazione all'esterno del fascio di luce amplificata. Attorno al bordo di questa superficie (a destra, in figura) si diparte una superficie conica che concentra meglio il fascio.

La **figura 8 X** è relativa sempre allo stesso tipo di laser con lampada di pompaggio a spirale mentre in **figura 9 X** si schematizza il tipo. La **figura 10 X** riproduce una soluzione con lampada di pompa lineare posta in una cavità riflettente formata da un cilindro ellittico: la

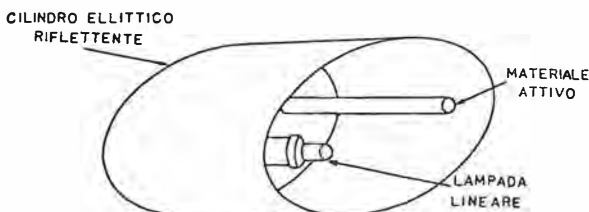


Fig. 10 X - Particolare del laser a neodimio-YAG: la lampada può fornire qui una potenza ridotta in quanto il cristallo per questo laser è a 4 livelli e, come tale, presenta un livello di potenza di soglia per ottenere l'azione laser, particolarmente basso.

lampada ed il materiale attivo sono posti lungo le due linee focali del cilindro ellittico. Per tale motivo quasi tutti i raggi emananti dalla lampada, dopo riflessione sullo specchio ellittico vanno a convergere sul materiale attivo.

Abbiamo visto che per ottenere l'effetto laser, gli elettroni dei diversi atomi ricevono dall'esterno una carica forzata che li porta (**figura 11 X**) ad un livello di energia superiore alle condizioni di stabilità dell'atomo: lo stato insolito in questione è detto di « popolazione invertita ».

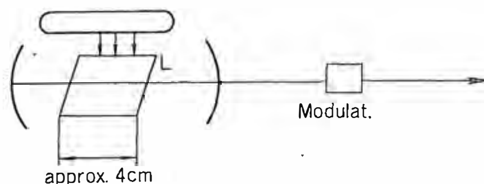


Fig. 9 X - Laser a solido (Neodimio-YAG). I due specchi del risuonatore sono parabolici, la luce pompa proviene da lampada lineare. Questo laser può agire a funzionamento continuo e fornire potenze superiori ai 100 W. È accennata la presenza di un modulatore esterno.

Gli elettroni decadono rapidamente dallo stato di popolazione invertita ad orbite più esterne e così facendo cedono energia al cristallo.

Le nuove orbite raggiunte durano qualche millisecondo (sono dette « metastabili ») dopo di che gli elettroni si portano, per decadimento naturale su orbite ancora più esterne liberando quanti di luce rossa avente lunghezza d'onda di 6943 Angström.

La lampada allo xenon stimola — sappiamo — questo decadimento mentre la luce rossa viene resa intensa con un principio di rigenerazione: i quanti si spostano lungo l'asse del cilindro, arrivano alle superci estreme e per il 95% (tale è il grado di riflessione) si riflettono all'interno della massa producendo il processo di emissione stimolata per cui arrivano sull'altra estremità in quantità maggiore. Il processo si ripete a catena nel tempo dando luogo rapidamente ad un vero e proprio processo di rigenerazione luminosa che porta la luce generata ad una intensità altissima.

Ciò avviene solo assialmente, per cui la luce generata risulta focalizzate in un pennello sottilissimo. Il 5% di essa fuoriesce dall'estremità del cilindro e costituisce un fascio di radiazione la cui intensità non è paragonabile ad alcuna altra sorgente naturale di luce. Questo pennello di luce può essere diretto mediante un

sistema ottico su oggetti lontanissimi (ad esempio, sulla Luna).

L'eccitazione e la diseccitazione degli atomi attivi avviene, abbiamo detto, in seguito all'azione di pompaggio. Questa azione può svolgersi con modalità differenti a seconda dei sistemi e questi ultimi si diversificano a seconda che il processo passi per tre livelli oppure per quattro.

Nel primo caso (**figura 12 X**) gli atomi vengono portati dal livello fondamentale al livello 3 e da esso decadono al livello 2 molto rapidamente: su questo livello si verifica l'emissione di fotoni, ossia l'effetto laser.

Nel secondo caso (**figura 13 X**) gli atomi vengono portati dal livello zero al livello 3 (sempre a seguito dell'azione di eccitazione o pompaggio) e da esso decadono rapidamente sul livello 2: qui si manifesta l'emissione laser che termina allorché si ha il trasferimento sul livello 1 dal quale ultimo si ha decadimento rapido verso il livello zero.

Un esempio tipico di laser a tre livelli è quello di cui ci siamo già occupati, vale a dire il laser a rubino, mentre l'uso di neodimio in cristallo al posto del rubino porta ad un processo a quattro livelli.

Il vantaggio del laser a 4 livelli consiste in una minore richiesta di potenza per il pompaggio.

Si è detto che le due estremità del cilindro di rubino sono trattate in maniera da riflettere i raggi di luce che per effetto laser il rubino stesso emette. La riflessione è tale che — stante calcolate dimensioni — i raggi che vanno e vengono tra i due specchi risultano sempre in fase tra loro. Come dire che gli impulsi luminosi mano a mano succedentesi si trovano in fase con quelli che già hanno effettuate più riflessioni all'interno del cristallo. Si può individuare in questo dispositivo un'analogia col circuito accordato di un oscillatore; per la precisione esso si chiama « interferometro » e costituisce in realtà un risuonatore accordato (**figura 14 X**).

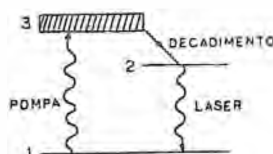


Fig. 12 X - Altra illustrazione dell'inversione di popolazione tra due livelli energetici del materiale attivo (Laser a 3 livelli). Gli elettroni sono pompati dal livello 1 al livello 3 da dove decadono al livello 2: qui si verifica l'effetto ottico del laser.

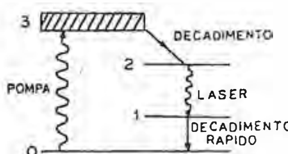


Fig. 13 X - Laser a 4 livelli. Dopo il pompaggio ottico tra i livelli 0→3 si ha il decadimento verso 2. Il decadimento rapido 1→0 fa sì che la manifestazione laser possa verificarsi a 2 con un minor numero di atomi.

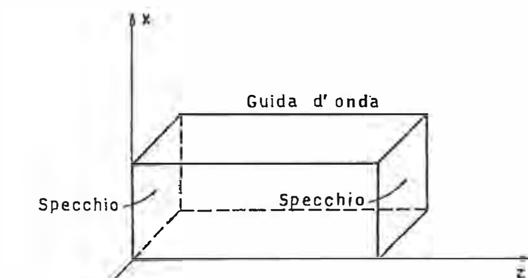


Fig. 14 X - In tutti i risuonatori laser la dimensione longitudinale è un numero grandissimo di lunghezze d'onda (10^6 e più); essi si differenziano per la forma degli specchi terminali. Questo illustrato è il risuonatore Fabry-Pérot, a specchi piani e paralleli.

I due specchi possono essere paralleli o presentare una certa sfericità con lo stesso centro di curvatura oppure, ancora, possono essere parabolici con il medesimo punto focale.

Come si è detto la riflessione non è totale; uno degli specchi (a volte, entrambi) lascia passare il 5 o il 10 % dei raggi che per tale fatto fuoriescono. Sono, in effetti, quelli che formano il fascio laser da utilizzare. È un prelevamento ridotto rispetto all'entità del fenomeno che si sta verificando all'interno del rubino e può quindi essere facilmente compensato con la generazione di altri impulsi attivati dalla luce pompa.

La luce pompa in questo tipo di laser è quella di un « flash » simile a quelli che si impiegano correntemente in fotografia; essa ha una intensità elevatissima e colore bianco-blu. La luce del laser a rubino per contro, è rossa.

Il laser a rubino ha un inconveniente caratteristico. Dal momento che la luce della pompa deve necessariamente essere ad impulsi (lampeggio) anche le emissioni laser risultano tali; l'inconveniente non sta solo in questo, ma anche nel fatto che al verificarsi di ogni lampo-flash l'energia irradiata dal rubino è ancora di intensità bassa. Ciò ha portato all'impiego di dispositivi (cellule di Kerr, vetri non lineari, specchio rotante, ecc.) che permettano l'accumulo di energia nel rubino prima che esso manifesti all'esterno il fascio laser: si è pervenuti in tal modo ad emissioni dell'ordine del nanosecondo con potenza di cresta di centinaia di megawatt.

Già abbiamo accennato all'impiego di neodimio (Nd) in vetri borati o silicati, al posto del rubino; si ottengono laser per funzionamento ad impulsi su lunghezza d'onda di 1,06 μ (infrarosso) con elevata energia (300 W).

Non avendosi più il monocristallo si possono realizzare i cilindri attivi nella misura di qualche centimetro di diametro e di qualche metro di lunghezza.

IL LASER A GAS

Il mezzo amplificatore del laser può essere, anziché un solido come si è sin qui visto (rubino), un gas. Va subito detto che, in questo caso, l'eccitazione non viene più effettuata con luce-pompa ma la si ottiene con un procedimento elettrico, più precisamente: un campo elettrico ad alta tensione o un campo elettromagnetico ad alta frequenza.

L'energia elettrica in questo caso fa passare da un dato livello energetico ad un altro livello gli elettroni degli atomi del gas. Gli atomi degli elettroni nei quali si è manifestato il mutamento di livello energetico e di collocamento dopo un breve tempo, essendo il loro stato instabile, si liberano del di più di energia con un'emissione luminosa di frequenza ben determinabile. È quanto abbiamo già visto a proposito del rubino.

Naturalmente, anche nel laser a gas troviamo la struttura che costringe il raggio luminoso e l'atomo a viaggiare avanti e indietro, tra due

specchi; ne deriva quell'emissione di « energia stimolata » che conosciamo e che dà il nome, appunto, al laser. La **figura 15 X** schematizza un laser di questo tipo mentre una struttura reale è visibile in **figura 16 X.**

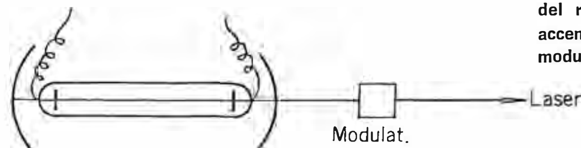
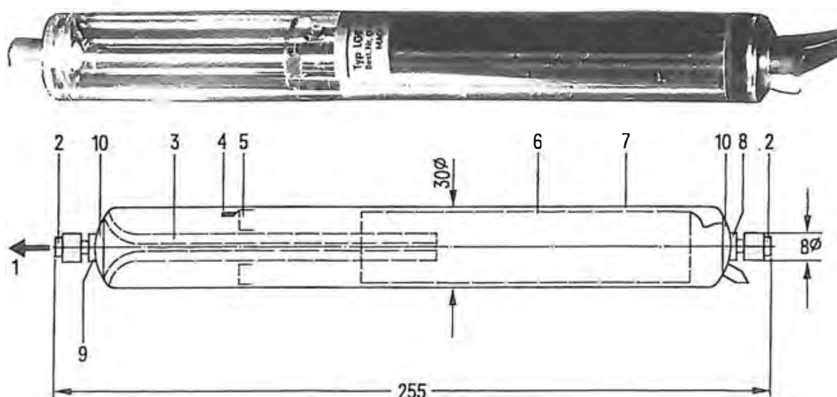


Fig. 15 X - Disegno di principio del laser a gas. Non vi è luce di pompaggio esterno: gli specchi del risuonatore sono concavi; è accennata la presenza del modulatore sul fascio uscente.

Il gas impiegato è una miscela di Elio e Neon; modelli di questo genere sono costruiti correntemente da tempo, per potenze che come massimo raggiungono 200 mW. Poiché in diverse applicazioni non è tanto la potenza che conta quanto le caratteristiche del tipo di luce (monocromaticità e coerenza) si ha esempio di diverse realizzazioni a 1 o 2 mW solamente che hanno il pregio di un costo ridotto sia intrinsecamente che per le necessità di alimentazione

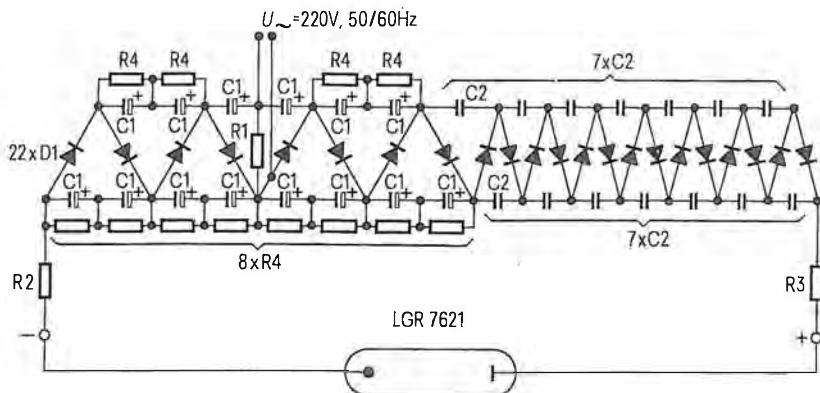
Fig. 16 X - Laser a gas (elio-neon). Funziona con tensione di 1 300 V e corrente di 4,5 mA. Dimensioni indicate in millimetri.



1 indica l'uscita del raggio laser; 2 sono gli specchi del risuonatore; 3, cilindro interno, capillare, in vetro; 4, molletta di sostegno; 5, getter; 6, catodo freddo, in alluminio; 7, cilindro esterno, in vetro; 8, catodo; 9, anodo; 10, cappuccio metallico.

(**figura 17 X**). Si noti che il funzionamento non è più ad impulsi come si è visto a proposito del tipo a rubino, bensì continuo. Il rendimento è alquanto basso, essendo dello 0,01 %.

Fig. 17 X - Schema di alimentatore da rete, del tipo in cascata, per il laser sopraindicato. R2 ed R3 sono resistenze in serie, di protezione.



i valori sono i seguenti: C1 = 4,7 μF (450 V); C2, da 10 a 22 nF (630 V); D1 = BA 133 F; R1 = 390 kΩ; R2 ed R3 = in totale 120 kΩ; R4 = 1,5 a 2,2 MΩ.



Fig. 18 X - Per la sua corta lunghezza d'onda il fascio del laser He-Ne si presta facilmente alla scansione della traccia video su dischi, incisa sia col sistema a riflessione che con quello (qui sopra) a trasparenza.

Non si può salire molto con la potenza perché gli atomi presenti nel gas sono concentrati in minor grado che non in un solido quindi, a parità di volume si dispone di un minor numero di atomi da eccitare. L'omogeneità del gas è rilevante e da ciò deriva un'alta costanza di emissione. La vita del dispositivo (durata) può raggiungere anche le 20 000 ore di funzionamento.

Citiamo un'applicazione originale che, evidentemente, è destinata ad un'espansione non indifferente nel prossimo futuro.

La registrazione-lettura di immagini video si effettua attualmente tramite nastro magnetico (video-cassette) con sistemi analoghi a quelli usati per il suono, che vedremo più avanti. Ora però sta per imporsi, in sostituzione, il disco. Si è visto che la « conservazione » di un'emissione televisiva è a minor costo su dischi che su nastri magnetici, a parità di durata.

I solchi di registrazione permettono una densità di segnale video tale, che si impone quasi il ricorso ai raggi laser per la lettura ottica. La **figura 18 X** mostra appunto il laser a gas già osservato ed il disco inciso con segnale video. Il principio di lettura è semplice, consistendo in una modulazione del raggio laser sia da parte della pista video che di quella suono, anch'essa presente — ovviamente — sullo stesso disco.

Il raggio modulato è poi convertito in segnale elettrico a mezzo di un rivelatore.

Vi sono dischi video i cui solchi consistono in aree di trasparenza variabile che lasciano passare più o meno i raggi laser. Le variazioni di luce conseguenti contengono le informazioni destinate all'altoparlante ed al cinescopio del televisore.

Secondo altri sistemi, i dischi sono ricoperti di materia opaca: la registrazione allora si presenta sotto forma di cavità la cui lunghezza varia così come varia lo scarto tra di esse. Quando il raggio di lettura incontra la superficie liscia del disco non vi è formazione di segnale video mentre le cavità, per contro, corrispondendo ad una registrazione diffrangono la luce. Il profilo della cavità modula allora l'intensità della luce riflessa. I segnali emessi sono captati da un rivelatore optoelettronico che avvia i corrispondenti valori al ricevitore televisivo.

Onde ottenere un rapporto segnale/rumore corretto, bisogna che la luce, riflessa o meno, presenti la più alta intensità possibile. Il raggio laser del tubo citato può essere focalizzato sì da avere tutta l'energia in un punto dal diametro minimo. Per mantenere costante nel tempo la potenza d'emissione, i risuonatori (e cioè gli specchi a reciproca riflessione) hanno forma semisferica; ciò porta ad un'altissima stabilità direzionale del raggio.



Citiamo, nei laser a gas, un tipo alquanto recente. Esso impiega biossido di carbonio (CO_2) ed è caratterizzato da un buon rendimento (20 % circa) nonché da notevole potenza possibile (oltre 10 kW). Vi è un effetto pompa mediante scarica elettrica in azoto che cede energia alle molecole del biossido di carbonio contenuto nella cavità del laser. L'emissione del raggio ha luogo quando le molecole passano dallo stato di eccitazione a quello fondamentale; tale emissione non è visibile perché si verifica nel campo dell'infrarosso (10,6 micron di lunghezza d'onda). Il funzionamento può essere sia ad impulsi che continuo; le applicazioni pratiche si riscontrano nel campo delle lavorazioni meccaniche, taglio e saldatura su spessori elevati, studi per l'impiego nella fusione nucleare.

Un altro gas impiegato per la costruzione dei laser è l'argon; consente il funzionamento continuo o ad impulsi ed emette essenzialmente nella regione del verde/blu. La potenza d'uscita di questo laser può essere considerata media (dai 5 ai 100 W): l'uso è quello di lavorazioni meccaniche di precisione e piccole nonché quello di ricerche nel campo medico (dermatologia, oftalmatologia, microbiologia, cellule cancerose, ecc.). A volte viene usato come fonte di luce-pompa per laser più potenti; il rendimento è molto basso (0,1 %), la lunghezza d'onda è di 0,49/0,52 micron.

Usando il Krypton si realizzano laser con potenza di picco da 5 a 100 W; la luce è rossa (0,64 nm), il rendimento alquanto basso (0,1 %).

Volendo una luce blu si impiega l'elio/cadmio. La potenza tipica del picco è bassa: 0,1/2 W. Il rendimento è 0,5 %; le lunghezze d'onda sono 0,44/0,33 micron.

A seconda del tipo di gas adoperato gli elettroni stimolati possono essere quelli dei singoli atomi oppure quelli di gruppi di atomi (molecole). Il primo caso si verifica con i gas monoatomici (ad esempio, il neon e l'argon già citati) mentre il funzionamento molecolare lo troviamo con il CO_2 di cui abbiamo pure detto.

Quando l'atomo perde l'energia accumulata dando luogo all'emissione di luce può accadere che ciò si verifichi per livelli d'energia differenti per cui le oscillazioni che si generano nella cavità risonante possono essere di frequenza differente. La cavità risonante favorisce evidentemente una zona ristretta ma risulta alquanto difficile giungere ad una frequenza unica che vuol dire monocromaticità rigorosa. Si pensi che le dimensioni fisiche della cavità risonante o meglio, la distanza tra specchio e specchio, corrispondono a centinaia di migliaia di volte la lunghezza d'onda per cui « l'accordo » è evidentemente valido per più onde tra loro vicine: tutto ciò, tuttavia, non sempre rappresenta una caratteristica negativa perché un laser che emette su molteplici frequenze può tornare molto utile nelle applicazioni relative alle telecomunicazioni.

LASER A SEMICONDUTTORI

Si può dire che i laser rientranti in questa classificazione siano il risultato di un perfezionamento tecnologico dei noti diodi elettroluminescenti (LED) ai quali già abbiamo fatto qualche cenno all'argomento semiconduttori e relative giunzioni.

Dei LED, a buon conto ci occuperemo proprio qui nuovamente, in quanto essi sono tipici generatori di luce e come tali, elementi della trattazione in corso.

I laser a semiconduttore offrono le seguenti prerogative: sono compatti e di costruzione semplice; il sistema d'oscillazione è semplice; l'efficienza è alta dato che il fattore di conversione della potenza risulta dal cinque all'otto per cento mentre gli altri laser hanno tale fattore sull'uno per cento ed anche meno; è possibile la modulazione diretta; funzionano con tensioni basse; il loro costo è destinato ad una drastica riduzione dato che si profila una produzione su vasta scala industriale.

Per contro essi presentano ancora problemi per ciò che concerne la durata e l'affidamento; inoltre, le loro caratteristiche nella zona del vicino infrarosso li rendono soggetti a interferenze (perdita di monocromaticità) per oscillazione multipla: ciò ne frena tuttora l'impiego in applicazioni pratiche.

I primi laser a semiconduttore potevano funzionare solo ad impulsi oppure — per un funzionamento continuo — in condizioni di raffreddamento forzato (azoto liquido). Ciò a causa della cattiva conducibilità termica del materiale semiconduttore che si traduce in un riscaldamento eccessivo. Queste limitazioni, e cioè funzionamento solo impulsivo e necessità di attrezzatura per circolazione di azoto hanno reso poco pratico, per diverso tempo, il laser a semiconduttori. A ciò si è ora rimediato, come ve-

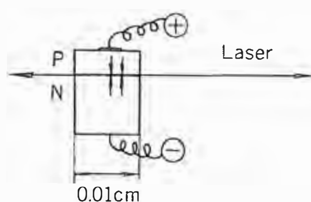


Fig. 19 X - Disegno di principio del laser a semiconduttori. Questi laser sono destinati certamente ad un promettente avvenire perché hanno caratteristiche di notevole praticità di impiego (dimensioni ridotte, tensioni basse, facilità di modulazione, ecc.) alle quali si sono aggiunte da poco, possibilità di potenza.

dremo fra breve. Un laser di questo tipo può essere schematizzato come in **figura 19 X**.

L'emissione luminosa del LED che si verifica in seguito ai fenomeni già spiegati, ma che comunque richiameremo, si manifesta (**figura 20 X**) con irradiazioni in tutte le direzioni; se però i cristalli che formano il diodo vengono tagliati secondo direzioni cristallografiche preferenziali si può realizzare con essi il risuonatore ottico che è alla base del principio laser. In tal caso l'emissione di tutta la luce è perpendicolare al fronte della giunzione ossia ad una superficie piccolissima (**figura 21 X**): le due facce del diodo devono essere piane in modo rigoroso, e parallele; l'una deve essere metallizzata con deposito spesso, l'altra con metallizzazione semitrasparente.

La direttività del fascio è qui inferiore a quella degli altri laser dato lo spessore minimo degli specchi di cavità: l'angolo d'apertura è di ± 5°.

È bene tenere presente che il diodo fotoemettitore ha la sua emissione spontanea di luce

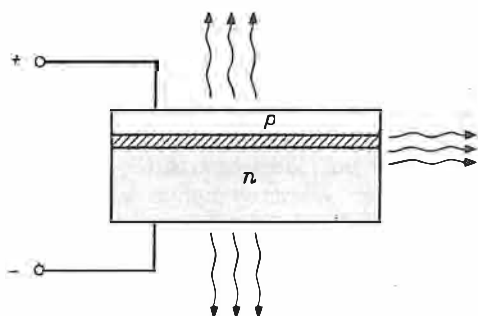


Fig. 20 X - Il diodo luminescente, come principio, emette luce in tre direzioni; i costruttori intervengono con l'impiego di materiali di struttura che agiscono sul rendimento e favoriscono l'uscita del raggio da una delle due regioni morte (p oppure n).

alla giunzione, per valori relativamente bassi della densità di corrente avviatagli (circa 100 A per cm^2). Aumentando questa corrente, se si è in presenza della necessaria cavità elettromagnetica risonante si perviene alla soglia di una emissione indotta (laser): il rendimento quantico aumenta, come ci è noto, ed il raggio emesso diventa coerente. Il grado di coerenza

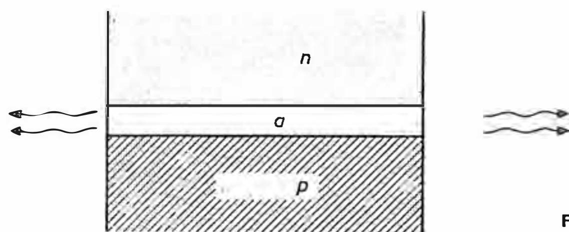


Fig. 21 X - Se la regione a (regione attiva) viene realizzata come cavità elettromagnetica risonante (del tipo Fabry-Pérot) si è in presenza di un diodo laser. La direttività dell'emissione si manifesta per due direzioni opposte, parallele al piano della giunzione, ed è determinata dalle dimensioni della regione a.

è però non molto alto per cui il laser a semiconduttore è visto piuttosto come sorgente di energia a banda ristretta con brevi costanti di tempo che come fonte di luce coerente.

I più recenti sviluppi che hanno permesso il funzionamento a temperatura ambiente si devono ad una tecnica costruttiva detta di eterostruttura che si basa sulla presenza di più strati. Si sfrutta il fatto che il gallio-arseniuro

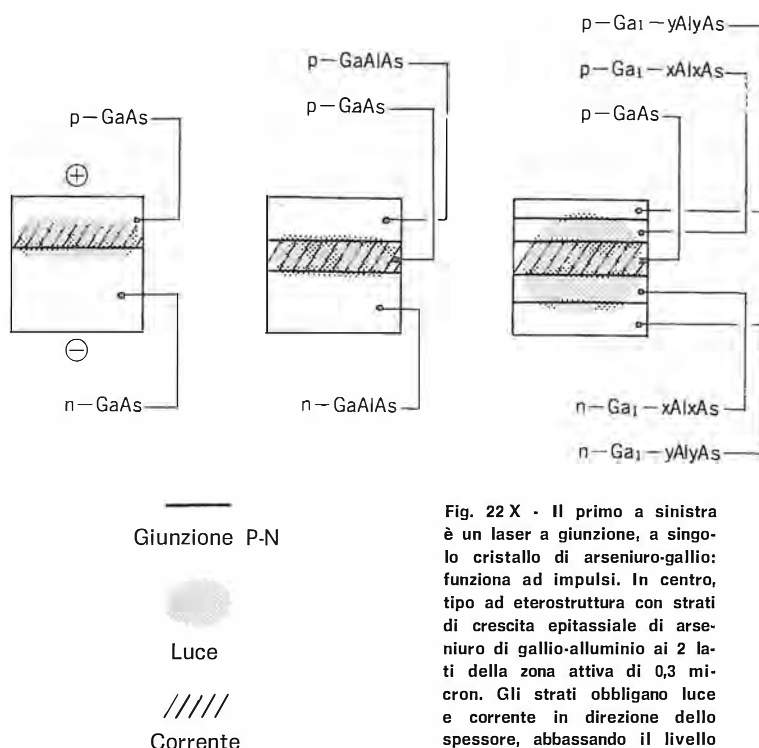


Fig. 22 X - Il primo a sinistra è un laser a giunzione, a singolo cristallo di arseniuro-gallio: funziona ad impulsi. In centro, tipo ad eterostruttura con strati di crescita epitassiale di arseniuro di gallio-alluminio ai 2 lati della zona attiva di 0,3 micron. Gli strati obbligano luce e corrente in direzione dello spessore, abbassando il livello di soglia e permettendo il funzionamento continuo. Ulteriore miglioramento si ha separando il confine luce da quello corrente, come nell'ultimo disegno.

(GaAs) e l'alluminio-arseniuro (AlAs) sono due semiconduttori di eguale costanza cristallina, ma di diverso salto di energia (1,38 eV e 2,1 eV, rispettivamente).

Così, se si aggiunge un po' di alluminio al gallio durante la cristallizzazione del GaAs, si ottiene un cristallo $Ga_xAl_{1-x}As$ a salti d'energia variabili, ciò che permette di predeterminare la lunghezza d'onda di emissione.

La **figura 22 X** mostra un confronto tra un dispositivo a cristallo singolo e due soluzioni multistrato. Come si vede si tratta di uno strato di gallio-arseniuro (cristallo di tipo P) che ha uno spessore di circa 0,3 micron; esso è nella zona nella quale il laser emette i suoi raggi che è detta « zona attivata », ed è tra due strati di gallio-alluminio-arseniuro. Così facendo, la corrente e la luce rimangono obbligatoriamente confinate nella dimensione dello spessore e di conseguenza si viene a controllare il processo di accumulo delle radiazioni.

Ne consegue anche un abbassamento del valore di corrente che dà luogo all'oscillazione laser (valore di soglia): l'oscillazione quindi può tollerare una corrente maggiore nel complesso, corrente che raggiunge diverse centinaia di milliampere a temperatura ambiente.

La seconda soluzione multistrato illustrata è più complessa; è detta SC e si basa su di un confine separato della luce e della corrente. Il livello di soglia dell'oscillazione risulta ulteriormente ridotto per la corrente, così che si ha una densità di esercizio ancora più alta di quella citata.

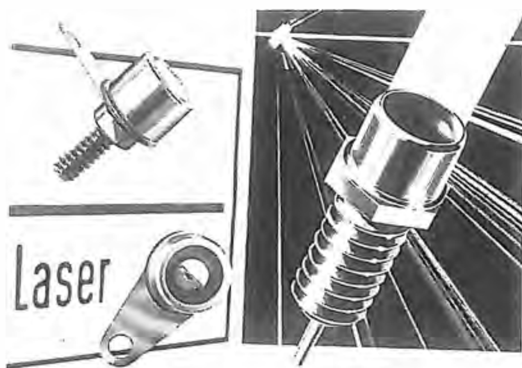


Fig. 23 X - I laser a semiconduttore (eterostruttura semplice o doppia) sono ora reperibili con facilità, prodotti da più fabbricanti: sono montati in contenitori con ghiera filettata che permette un buon contatto termico col dissipatore. La luce emessa non è visibile in quanto locata nell'infrarosso. Gli impieghi possibili sono molteplici (comunicazioni vocali o di dati o altro — a banda stretta — sistemi antifurto o di sicurezza, telemetria, ecc.).

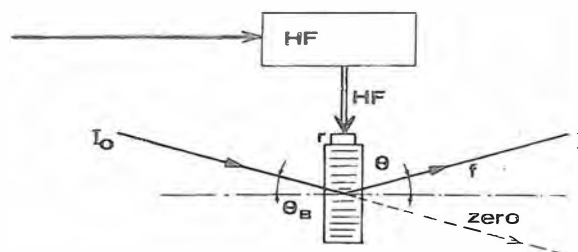


Fig. 24 X - Principio di modulazione e deflessione di un laser con dispositivo acustico-ottico. Il fascio laser incidente (I_0) colpisce il dispositivo a cristallo che riceve la modulazione da un'onda modulata (HF) tramite un trasduttore (r): i movimenti del cristallo diffrangono e deviano il fascio.

Il fattore di conversione di potenza dei diodi laser ad eterostruttura è inferiore a quello dei diodi LED; infatti, i diversi procedimenti di fabbricazione conducono ad una alta resistenza-serie.

La **figura 23 X** mostra due diodi laser a eterostruttura correntemente prodotti e quindi disponibili in commercio. La lunghezza d'onda del modello visibile sulla sinistra è di 820 nm (perciò nel vicino infrarosso); la potenza d'uscita è di 5 mW in funzionamento continuo con temperatura massima di 40 °C che non è superata se si adotta un dissipatore idoneo. La durata di vita tipica prevista è superiore alle 1 000 ore.

Il diodo laser riprodotto sul lato destro della figura è di potenza notevolmente più elevata. Con funzionamento impulsivo, contenitore a 25 °C, ha un regime — a seconda dei tipi di serie — di 7 - 8 - 10 W in quanto potenza minima, con un 20 % in più come potenza d'uscita. L'area di emissione è di 320 × 2 micron. La banda di emissione è molto stretta, attorno ai 905 nm. La potenza d'uscita sale in maniera lineare a partire dal livello di soglia di circa 10 A e giunge sino a 40 A con una frequenza di ripetizione dell'impulso di 1 000 Hz.

MODULAZIONE E DEFLESSIONE

L'onda luminosa in quanto manifestazione elettromagnetica si presta, al pari delle altre onde a noi note, ad essere utilizzata come mezzo di trasferimento (o trasporto) di informazione. In altri termini ciò sta a significare che si può applicare alla luce la tecnica della modulazione e della successiva demodulazione.

La gamma di frequenza che caratterizza l'informazione è strettamente dipendente dal tipo di informazione stessa; così, se si tratta di parola un'estensione che vada da qualche centinaio a poche migliaia di hertz abbraccia tutte le necessità: le esigenze di un'informazione musicale sono maggiori e quelle di un'informazione video (derivante dalla scomposizione di un'immagine in movimento) notevolmente più alte (sino a diversi milioni di hertz).

È dunque dalle caratteristiche della frequenza modulante che nasce l'ampiezza del **canale** che deve contenerla nello spettro della frequenza supporto.

Se si considera ora l'ordine di grandezza delle frequenze citate in rapporto a quello delle frequenze luce si rileva subito quale ingente numero di bande di modulazione vengono messe a disposizione in questo campo. Di conseguenza, si è subito pensato al raggio laser come interessantissimo mezzo per comunicazioni; oltre che per i canali possibili, anche per le caratteristiche di direttività e di trasmissione di energia, quindi, di rendimento.

Tuttavia, si sono presentati non pochi problemi di propagazione ai quali oggi sembra si possa dare una soddisfacente risposta in un modo indiretto: vogliamo riferirci all'uso di linee a fibre ottiche tra i due punti comunicanti, veri e propri conduttori di luce di cui ci occuperemo tra breve.

Per modulare un'emissione laser si può agire o sulla cavità risonante (modulazione interna), o sul fascio uscente (modulazione esterna) e si può modulare variando l'ampiezza, o la fase, o la frequenza.

La cavità può essere modulata facendole subire variazioni (ad esempio, perdite variabili nel tempo oppure mutamenti meccanici). Si può anche modulare internamente agendo sulla intensità del pompaggio sia esso quello a corrente che a tensione (laser a semiconduttore o a gas): questi ultimi sono, evidentemente, metodi più semplici.



Fig. 25 X - Laser all'elio-neon corredato di modulatore acustico-ottico avvitato all'estremità d'uscita del fascio. Il cristallo del modulatore è posizionato in maniera da diffrangere il fascio colinearmente all'asse meccanico del sistema.

La modulazione esterna usava all'inizio le cellule Kerr: ora si preferisce l'effetto elettro-ottico o quello acusto-ottico in vari tipi di cristallo; la **figura 24 X** schematizza quest'ultimo sistema secondo il quale l'applicazione di un'onda ultrasonica ad uno specifico cristallo crea variazioni periodiche dell'indice di rifrazione dello stesso.

Per un fascio di luce incidente il cristallo agisce come un reticolo di diffrazione: allorché l'ampiezza dell'onda ultrasonora varia per modulazione, anche l'efficienza del reticolo varia di conseguenza, per cui nello stesso modo varia l'intensità del fascio diffratto.

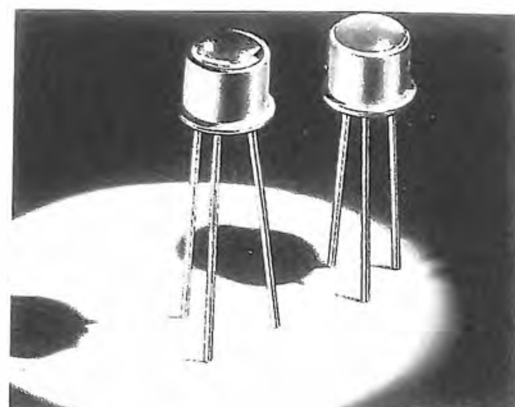
Quando è la frequenza dell'onda ultrasonora a cambiare, è la traiettoria del reticolo che cambia a sua volta, ciò che conduce ad un mutamento di direzione del percorso del raggio. La modulazione esterna presenta una vantaggiosa caratteristica di ordine economico: quando si rende necessaria la sostituzione del laser, il modulatore — che è un organo particolarmente costoso — rimane in essere.

La modulazione del laser oltre che per la trasmissione a distanza di informazioni è praticata per sistemi di reprografia, di riproduzione di immagini fisse (« fac simile »), di visualizzazione dati con luce, memorie ottiche, esperimentazione ottica, barriere ottiche.

In **figura 25 X** si può osservare un laser elioneon dotato del modulatore acusto-ottico avvitato sul davanti mediante una ghiera.



Tipico diodo LED con custodia in materiale plastico trasparente e colorato. La diffusione di questo componente ed il suo basso costo sono oramai tali che lo si può trovare correntemente impiegato anche nella funzione di semplice luce-spia.





Diodi LED in custodia metallica (tipo TO 18 dei transistori) di recente produzione, caratterizzati dalla possibilità di emissione di luce a due colori (verde e rosso oppure, giallo e rosso) che possono essere anche miscelati. È ricordato il simbolo schematico che si riferisce a tutti i tipi di LED.

I diodi Led

Se la struttura di una giunzione (diodo) fotoemittente non contempla la formazione della cavità risonante che abbiamo visto essere la caratteristica dei laser, si è in presenza di un diodo tipico dell'optoelettronica: il diodo LED.

In esso si verifica unicamente l'emissione spontanea e non vi è alcun modo per ottenere un'emissione indotta. Di conseguenza, lo spettro di emissione è molto più ampio, l'energia luminosa irradiata notevolmente inferiore e così pure la monocromaticità e la direttività. Purtuttavia molte doti rimangono al dispositivo, tali, tra l'altro, da averne fatto un componente di sempre più vasto impiego con caratteristiche di pregevole economicità e praticità. Vediamone alcuni vantaggi nei confronti di altre fonti luminose.

I diodi LED offrono una risposta rapidissima, più esattamente in frazioni di microsecondi; sono di elevato affidamento a causa della loro lunga durata di vita e della loro robustezza meccanica; hanno bassa impedenza, compatibile quindi con le basse tensioni di alimentazione usate con tutti i dispositivi a semiconduttore; la luce è sufficientemente monocromatica per certi impieghi; hanno dimensioni minuscole e perciò leggerezza; non hanno filamento riscaldatore e quindi è assente il relativo tempo di riscaldamento; hanno basso consumo, assenza di microfonicità ed elevata resistenza ad avverse condizioni ambientali.

La visualizzazione dei dati numerici — in altre parole la lettura diretta — di strumenti o apparecchi destinati ad una informazione continuamente mutevole (si pensi ai calcolatori elettronici) ha beneficiato grandemente della disponibilità dei LED. Combinandone in un rettangolo un certo numero (ad esempio 20, come in **figura 26 X**) e comandando le singole accensioni con « logiche » si ha — come è noto — la possibilità di raffigurare lo zero e nove cifre nonché alcune lettere dell'alfabeto (**figura 27 X**).

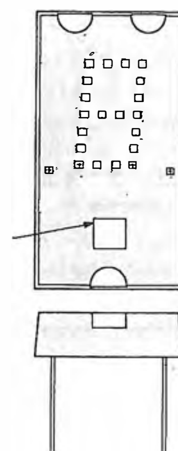


Fig. 26 X - Per la raffigurazione di cifre e lettere sono stati ideati dispositivi (« display ») che con 20 diodi LED possono — a seconda dei diodi eccitati — variare l'indicazione. Questo è caratterizzato anche dall'integrato indicato dalla freccia, che è il suo circuito logico di decodifica e comando, nonché da 2 punti ai lati della cifra (decimale a destra o a sinistra).

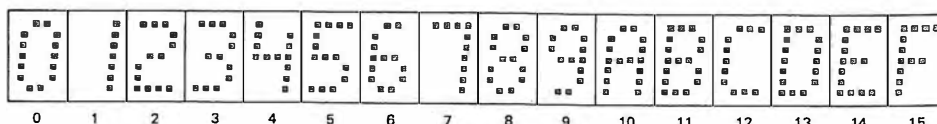


Fig. 27 X - Cifre e lettere che è possibile formare con i 20 diodi luminosi di cui alla figura precedente. I « display » sono costruiti in maniera da poter essere affiancati. La tensione di alimentazione di questo modello, con logica di decodifica incorporata, binaria a 4 bit, è di 5 o 6 volt.

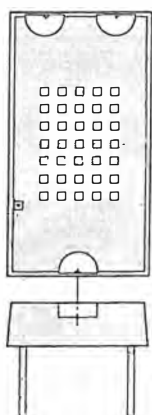


Fig. 28 X - « Display » a mosaico, detto 5 × 7 dal numero di LED (35) e dalla collocazione in colonne e righe degli stessi; è dotato di punto decimale. Lo schema elettrico chiarisce il sistema col quale si è potuto diminuire il numero dei collegamenti per raggiungere ogni singolo diodo.



Fig. 29 X - Il dispositivo testé visto è molto impiegato perché permette tutte le lettere dell'alfabeto. di rappresentare, oltre alle cifre,

Se i diodi sono più numerosi (35) e completano l'intero rettangolo (**figura 28 X**) le cifre e le lettere migliorano la loro leggibilità (**figura 29 X**): la « logica » ed il codice di comando diventano, ovviamente, più complessi.

L'emissione di luce di un diodo può essere

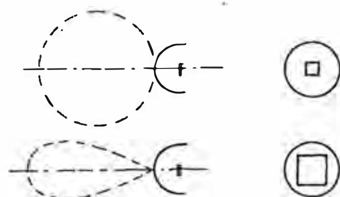
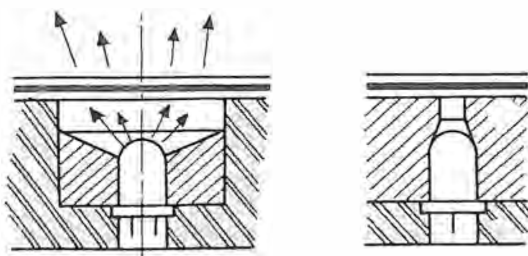


Fig. 31 X - La superficie del LED può essere focalizzata con lente (ma la luce non diffusa) come sotto, oppure non focalizzata (puntiforme) come sopra.

prevista, in sede di fabbricazione del diodo stesso, a ché essa risulti puntiforme o diffusa. Nel primo caso l'angolo di apertura è molto grande e vi è visibilità del diodo da tutti gli angoli (**figura 30 X**); nel caso di luce diffusa si ha un diagramma di emissione più stretto (**figura 31 X**).

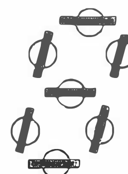
La capsula che racchiude il LED agisce da lente. Le lenti per i primi LED erano costruite per concentrare il massimo della luce in direzione assiale, ossia in direzione perpendicolare



al piano di fissaggio. Successivamente i rendimenti del diodo furono incrementati e ciò permise di adottare lenti che allargarono il campo in modo da consentire la visione da un angolo

Fig. 30 X - La fonte luminosa può essere, di proposito, a seconda delle esigenze, puntiforme (superficie reale del cristallo focalizzata), un po' diffusa o ampiamente diffusa; ciascun caso citato dà luogo ad una distribuzione ad angolo progressivamente crescente, sino ai 180°.

Fig. 32 X - Questa custodia racchiudente un diodo (vista da due lati) è un dispositivo che permette di creare una striscia luminosa con un solo diodo; è chiusa superiormente da una piastra diffondente.



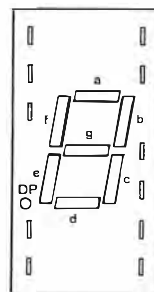


Fig. 33 X - Con la trasformazione punto/striscia si rendono possibili i risultati visti in figura 26 X, con un numero molto inferiore di diodi (solo 7), ciò che semplifica molto il codice di indirizzo e la sua decodifica.

più ampio. Infine, avendo a disposizione più luce ancora, si impiegarono lenti in plastica, colorate, che allargarono l'area apparente; ciò perché generalmente è preferita dall'osservatore una luce diffusa ad una luce puntiforme intensa.

A questo proposito è interessante osservare come con un singolo LED sia possibile creare una striscia di luce (anziché un punto). Lo si vede in **figura 32 X**. Grazie a questa soluzione con 7 diodi solamente (**figura 33 X**) si possono rappresentare numeri e lettere: **figura 34 X**.

I costruttori di questi diodi perfezionano sempre più il loro prodotto: vi sono modelli che nella loro stessa custodia incorporano l'integrato che comanda le accensioni. Le singole unità sono realizzate in modo da poter essere facilmente affiancate per formare righe di caratteri o numeri; a volte, per 4 o 5 cifre affiancate si ha un componente unico.

I LED però non sono utili unicamente per le rappresentazioni alfa/numeriche; con essi ora si ottengono anche indicazioni analogiche, cioè dispositivi di visualizzazione corrispondenti a quelli dell'indice di uno strumento o di una scala di ricevitore radio. È sufficiente allo scopo creare una lunga riga luminosa a mezzo di tanti diodi affiancati; tali strisce, affiancabili a loro volta, sono già in commercio con otto o dieci diodi (vedi **figura 35 X**); è reperibile un indicatore lineare di questo tipo costruito con ben 100 diodi distanziati tra loro di solo 0,5 mm.

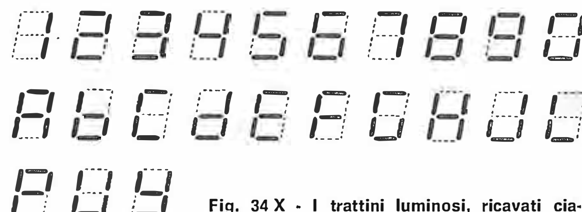


Fig. 34 X - I trattini luminosi, ricavati ciascuno da un solo diodo come da figura a fianco, possono comporre lettere e numeri con eguale risultato di un sistema precedente che ricorreva a 2 diodi affiancati per ciascun tratto. La « b » e la « d » sono minuscole per evitare confusione con l'8 e lo zero.

Lo spessore è di 3,2 mm. Questo componente, compatibile con i circuiti integrati, richiede solo 20 connessioni esterne.

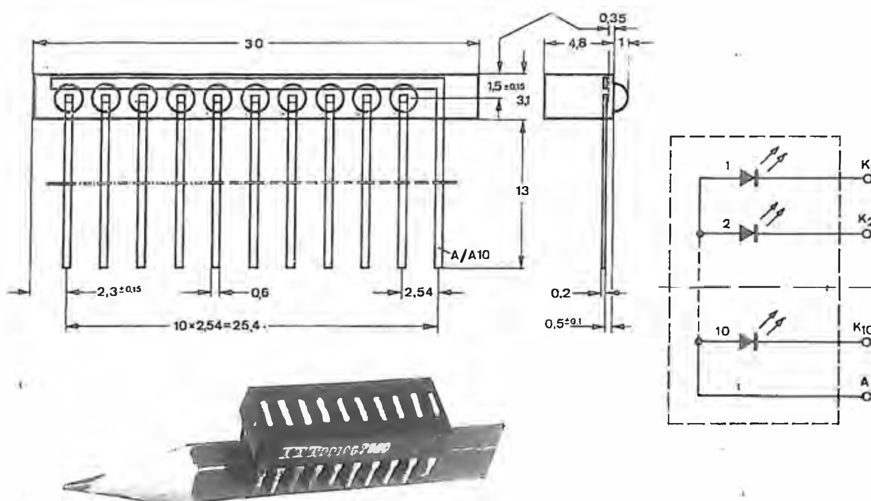


Fig. 35 X - Due esempi di strisce di diodi formate, l'una con punti luminosi, l'altra con trattini: entrambe hanno un passo di 2,54 mm. Lo schema elettrico può essere come riprodotto, con unico accesso a tutti gli anodi e catodi liberi, oppure viceversa, e ciò in dipendenza degli schemi di pilotaggio adottati.

Come si è detto, il diodo LED emette luce con una banda di frequenza molto piccola, tanto che si può parlare di luce monocromatica. La lunghezza d'onda è funzione del materiale cristallino e del genere di drogaggio che esso ha subìto: da questi fattori infatti dipende l'energia che i fotoni acquisiscono, energia che — a sua volta — è determinata dal « salto energetico » che gli elettroni effettuano.

I tipi più noti, meno costosi e più diffusi, sono quelli a luce rossa. Questa frequenza-luce è ottenuta con l'arseniuro-fosfuro di gallio che è un cristallo misto di arseniuro di gallio e fosfuro di gallio.

Caratteristica dell'arseniuro di gallio è quella di essere particolarmente idoneo all'impiego (nella formazione di diodi) nel campo di frequenze alte; in un composto gallio/arsenico gli elettroni posseggono una mobilità che risulta quattro volte superiore a quella che si verifica, ad esempio, nel silicio. Per questo i diodi all'arseniuro di gallio hanno tempi di « salita » e di « caduta » molto brevi (ordine delle decine di ns), vale a dire velocità di funzionamento elevata.

I due costituenti citati per il LED sono miscelabili in tutte le proporzioni sotto forma di soluzione; arrivando a 40 molecole di fosfuro di gallio su 100 di miscela il materiale (solido) si comporta da emettitore molto efficiente, con luce il cui picco è di 655 nm di lunghezza d'onda, ossia sul rosso, come si è detto.

Per fare crescere il cristallo si adotta la tecnica epitassiale, quella che già abbiamo vista a proposito dei diodi al silicio e dei transistori. Si parte con un substrato d'arseniuro di gallio e si agisce in fase di vapore per la detta crescita del cristallo. Si ottengono in tal modo cristalli di grande superficie (oltre 20 cm²) ciò che permette di avere, con operazione unica, una grande quantità di componenti e, di conseguenza, di ridurre il loro costo di fabbricazione.

Si sono sperimentati, oltre all'arseniuro/fosfuro di gallio, altri semiconduttori composti da cristalli misti e si sono costruiti emettitori di luce visibile: tra i materiali usati citiamo il fosfuro d'indio e di gallio nonché l'arseniuro di gallio ed alluminio.

Il primo, fabbricato con procedimenti simili a quelli usati per l'arseniuro-fosfuro di gallio è in grado di emettere nella zona del giallo ed in quella del verde.

Il secondo porta ad un'emissione ancora nel rosso. Il componente risultante è più costoso ma trova utile impiego nei laser.

Un tipo assai differente di emettitore a semiconduttore si è rivelato assai efficiente nel verde. È basato su di un diodo all'arseniuro di gallio drogato con silicio: il diodo emette con ottimo rendimento sull'infrarosso (non visibile) con lunghezza d'onda da 0,940 a 0,975 µm. Questo materiale è abbinato a fosforo che agisce quale convertitore di lunghezza d'onda. Il fosforo, infatti, assorbe la radiazione infrarossa e riemette nel verde, su di una lunghezza d'onda di 0,54 µm.

Poiché ci vogliono due fotoni di luce infrarossa per produrre un fotone di luce verde, il rendimento di questa emissione è proporzionale alla corrente e la luminanza del verde cresce col quadrato della corrente.

Vi sono in commercio anche abbinamenti di 2 diodi in unica capsula che, collegati in parallelo, ma in senso inverso (**figura 36 X**) possono essere sia dello stesso tipo che di tipo diverso. Nel primo caso il funzionamento si ottiene sia in corrente continua (indipendentemente dalle polarità) sia in corrente alternata. Nel secondo caso, per esempio uno a luce verde e l'altro a luce rossa, con l'inversione della polarità si ottiene il cambiamento di colore della luce emessa; alimentando in alternata si ha una combinazione dei due colori. Tra i colori disponibili figura anche il giallo.

L'ottenimento della luce blu è ancora oggetto di lavori allo stato poco più che sperimentale. Questo colore d'altra parte è di estremo interesse se si pensa che in aggiunta al rosso ed al verde forma i tre colori fondamentali con i quali può essere formato qualsiasi altro colore dell'iride o la luce bianca; è questo, del resto, il principio di base dell'attuale televisione a colori e dei relativi cinescopi.

Il composto semiconduttore che presenta caratteristiche intrinseche favorevoli all'emissione

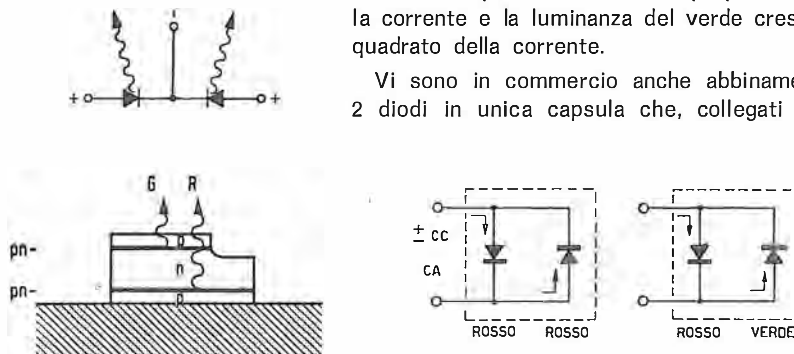


Fig. 36 X - Due diodi strutturati come da disegno costituiscono un componente unico che può emettere luce di due colori e rappresentare un utile indicatore di polarità. Nel caso di colore eguale si ha funzionamento anche in corrente alternata, o continua senza obbligo della scelta di polarità.

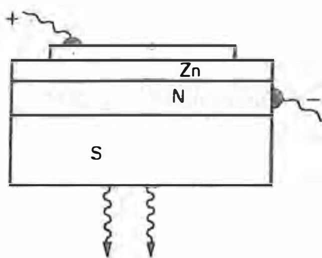


Fig. 37 X - Tra i più recenti sviluppi per produrre LED ad alto rendimento e con emissione anche nel blu, figura l'impiego del nitruro di gallio, su substrato di zaffiro (S), attraverso il quale esce la luce. Sopra allo strato drogato Zn è depositato uno strato d'oro per il contatto.

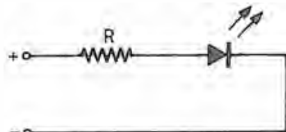


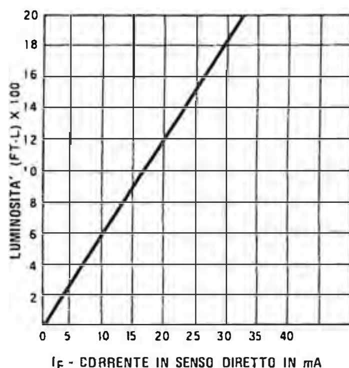
Fig. 38 X - Il valore di R, resistenza sempre necessaria per proteggere il LED e portarlo in condizioni di funzionamento stabile, è facilmente ricavabile con la legge di Ohm.

del blu è il nitruro di gallio (GaN) la cui ampiezza di banda interdetta è di 3,6 eV. Lo si ottiene per sintesi in fase di vapore su di un substrato di corindone. La luce esce attraverso tale corindone che ha su di sé lo strato semiconduttore (tipo N) di cui si è detto e — sopra di esso — uno strato dello stesso semiconduttore drogato con zinco (vedi **figura 37 X**). Applicando al diodo così formato una tensione di 4 volt si ottiene una luce blu/viola. È interessante il fatto che con tensione più bassa il colore cambia: esso è arancione con 2,4 V. Anche per l'emissione di luce verde questo diodo è assai interessante dato che compete favorevolmente con quelli al GaAsP.

Un materiale che in questo campo offre promettenti prerogative è il tellururo di zinco (ZnTe). La sua emissione è verde ma in miscela col magnesio (MgZnTe) emette sul blu e col cadmio (CdZnTe) sul rosso.

Anche se correntemente il LED viene considerato come una minuscola lampada, non bisogna dimenticare che si tratta di un diodo e mentre la prima è un dispositivo classificato in termini di tensione, il LED è differenziato e caratterizzato in termini di corrente.

Quando il diodo che — ricordiamolo — è polarizzato in senso diretto, è alimentato da una sorgente a tensione fissa, si deve provvedere all'inserzione in circuito di una resistenza di



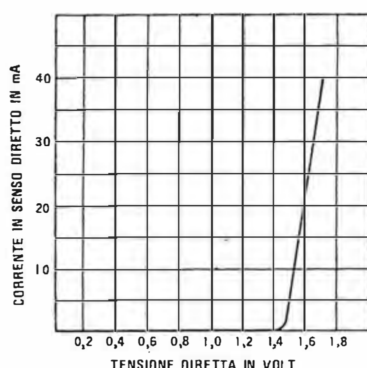


Fig. 39 X (sopra) - Luminosità ottenuta (in « foot-Lambert ») in relazione alla corrente circolante in un diodo LED tipico.

Fig. 40 X - La tensione di polarizzazione diretta di un LED assomiglia a quella di uno Zener: dopo un basso incremento iniziale ha un ripido aumento. Il valore di soglia è di circa 1,6 V per i GaAsP (rosso) e di circa 2 V per i GaP (verde).

limitazione per ciascun LED (**figura 38 X**). Il valore della corrente che circola nel diodo è determinato dal valore della resistenza **R**, valore che è facile ricavare con

$$R = \frac{V_{CC} - V_F}{I_F}$$

dove V_{CC} è la tensione di alimentazione entrante, V_F la tensione tipica del diodo impiegato ed I_F la sua corrente. Non va trascurato l'adeguato wattaggio del resistore.

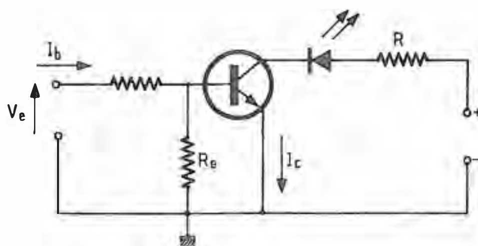


Fig. 41 X - Il diodo è connesso in serie al transistore: si illumina quando il transistore è « basso » (in conduzione). Per l'emissione luminosa con transistore « alto » (interdetto) occorre il collegamento del diodo in parallelo al transistore.

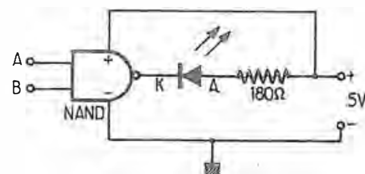


Fig. 42 X - Solo quando la logica (che è qui una porta NAND) ha le 2 entrate (A e B) a livello 1, il diodo si illumina: ciò in quanto solo allora l'uscita s (e quindi K) è a livello 0 (mentre A è a livello di tensione positiva adeguata).

Supponiamo di disporre di un LED con caratteristiche di cui alle **figure 39 X** e **40 X**, e che si voglia da esso una luminosità di 800 FT-L (unità di misura anglosassone spesso usata dai fabbricanti = foot-Lambert). Dalla figura 39 X vediamo che I_F deve essere di 13 mA, dalla figura 40 X che V_F sarà di 1,5 volt quando I_F è 13 mA. Se disponiamo, ad esempio, di 5 volt di alimentazione, avremo:

$$R = \frac{5 - 1,5}{0,013} = 269 \text{ ohm}$$

La **figura 41 X** mostra il pilotaggio di un diodo mediante un transistore. Il diodo si illumina quando il transistore conduce. Il valore di **R** può essere calcolato come segue:

$$R = \frac{V_{CC} - V_F + V_{CE}}{I_F}$$

dove V_{CE} è la tensione tra **C** (collettore) ed **E** (emettitore) per la saturazione.

Se il diodo LED viene connesso tra **C** ed **E** (cioè, in parallelo al transistore) l'illuminazione ha luogo per il caso contrario a quello della figura 41 X, ossia quando il transistore non conduce.

I diodi luminosi si prestano egregiamente ad indicare lo stato logico di un circuito digitale. Diamo solo un esempio tra le tante combinazioni di inserzione possibili. In **figura 42 X** il LED è pilotato in serie (potrebbe essere pilotato in parallelo). Si tratta di una logica NAND. L'anodo del diodo, essendo collegato tramite la resistenza da 180 ohm al + 5 V dell'alimentazione è a livello alto (1): il diodo perciò si illuminerà solo se il suo catodo sarà a livello basso. Si possono verificare i seguenti quattro casi:

- A e B sono a livello zero. Il catodo è a livello 1; il diodo è perciò, spento.
- A è a zero e B ad 1. Il catodo resta a livello 1; il diodo è perciò, spento.
- B è a zero ed A a 1. Il catodo resta a livello 1; il diodo è perciò, spento.
- A e B sono a livello 1. L'uscita della logica (ed il catodo) sono a livello zero e di conseguenza il diodo si illumina.

I LED possono essere pilotati addirittura con corrente a livello di ampère se la corrente, anziché essere stabile è di natura impulsiva. In questo caso i picchi luminosi sono veramente notevoli: occorre che gli impulsi siano brevi e con basso ritmo di ripetizione.

Ad esempio, un diodo che a funzionamento

stabile irradia un'energia di 2 mW, può portare la sua uscita a 50 mW se è pilotato a 6 ampère con impulsi da 1 microsecondo allo 0,1 % di ciclo ripetitivo. Questo fattore di incremento di 25 è però fatto a spese di una perdita interna di efficienza quantica.

Quando l'emissione è destinata alla visione si può trarre vantaggio da quanto sopra per alimentare i diodi, specie se numerosi (scritte, cifre, ecc.) con diminuzione del consumo totale in quanto l'alimentazione risulta ridotta come valore medio: si beneficia anche dell'inerzia dell'occhio la quale porta all'immagine completa anche se questa è ottenuta per tempi discontinui, ripetuti.

APPLICAZIONI DEI LED

Le applicazioni dei diodi LED stante le loro prerogative sono numerose e, a volte geniali. Abbiamo già detto del grosso ramo dei calcolatori ed abbiamo visto come sia facile il loro abbinamento sia a transistori singoli quanto a quelli contenuti nelle logiche.

Citeremo qui solo qualche esempio che metterà in evidenza le loro possibilità anche nel settore della tecnica analogica.

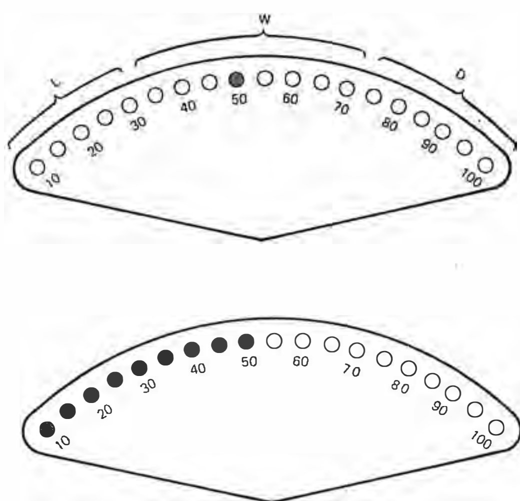


Fig. 43 X - Se la scala di LED prevede settori (ad esempio, L, W, D) a diverso colore, si può attribuire ad essi un significato diverso (scarso, normale, eccessivo...). Indipendentemente da ciò si può avere un solo diodo acceso che si sposta in corrispondenza di valori tarati, o tutta una striscia il cui ultimo diodo indica il valore raggiunto.

Un esempio, reperibile d'ora in poi con sempre maggiore frequenza, è quello delle strisce di diodi già citate (figura 35 X): esse possono diventare ottime scale per indicazione continua e ben visibile di un fenomeno che possa essere preventivamente trasformato in una tensione elettrica variabile. Poste sul retro di un pannello frontale sul quale si sia praticata una fessura, larga appena un paio di millimetri, permettono letture che, a differenza degli indici indicatori degli strumenti, non hanno mai alcun errore di parallasse; la visibilità e la leggibilità

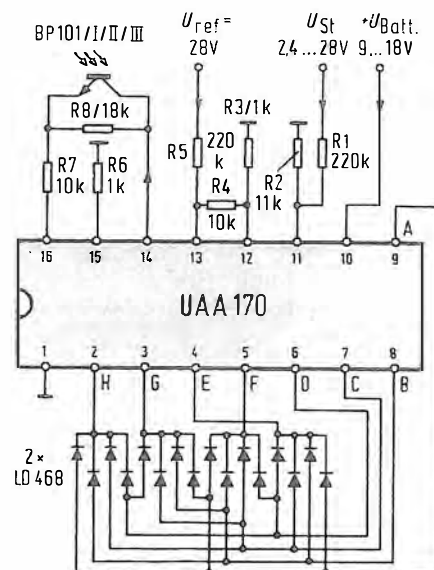


Fig. 44 X - Questo integrato pilota direttamente una scala di 16 LED che, naturalmente, possono essere disposti in vari modi (in linea retta, a semicerchio, ecc.). L'indicazione è del tipo a diodo unico, come quella in alto della figura precedente.

sono tali a distanze maggiori e — grazie alla scelta di colori diversi — si possono predisporre zone di lettura con significato diverso. Così vi potrà essere un settore che col verde indica scarsità, col giallo normalità, col rosso eccesso, ecc.

Sul piano elettrico poi, l'inerzia del sistema con i diodi è praticamente nulla mentre uno strumento ad indice — anche se accuratamente equilibrato — non può leggere valori di cresta. Infine, la zona luminosa di lettura può essere allungata (o ridotta) e vi si può « collocare », se necessario, un punto a seconda dei circuiti scelti per i diodi; può essere costituita da un tratto sempre luminoso oppure da un unico diodo acceso sulla striscia (**figura 43 X**) che si sposta per indicare la posizione corrispondente.

Vi sono in commercio circuiti integrati appositi per pilotare strisce di diodi o col sistema dell'unico diodo (UAA 170) o col sistema del tratto illuminato (UAA 180). In **figura 44 X** è riportato lo schema di applicazione del primo impiego, con i valori relativi; in **figura 45 X** lo stesso schema riferito all'UAA 180.

I due circuiti integrati sono sostanzialmente eguali, solo il tipo di applicazione indirizza la scelta. Ad esempio, per scale di radioricevitori è preferibile il primo, mentre per scale termometriche è più pratico il secondo.

Si ha un circuito d'entrata ad alta impedenza al quale si applica la tensione che in certo qual modo può dirsi venga misurata; essa è una tensione direttamente conseguente ai mutamenti che si verificano nell'apparecchiatura ed ha un carattere analogico. Nel caso di scala di apparecchio radio, ad esempio, questa tensione può coincidere con quella che si applica ai diodi varicap per ottenere la sintonizzazione.

All'uscita del circuito ad alta impedenza (all'interno dell'integrato) il segnale incontra una serie di 16 o 12 comparatori di tensione: esiste per ognuno di essi una tensione di riferimento e questi comparatori rileveranno se quella d'entrata è superiore o inferiore alla loro.

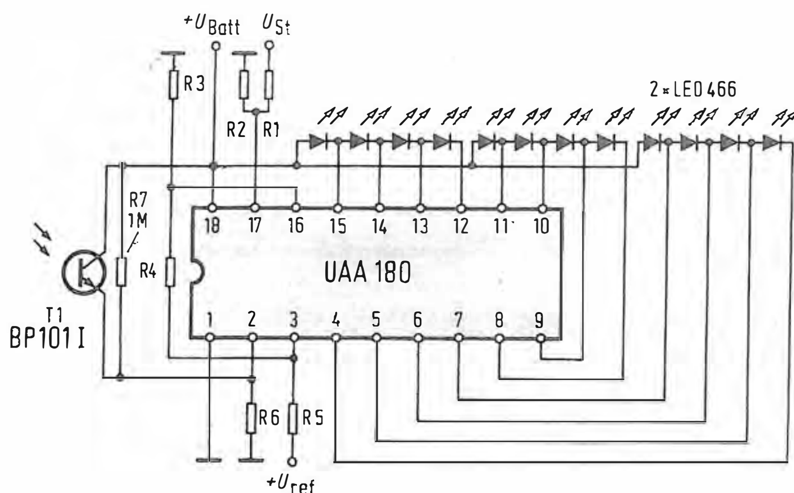


Fig. 45 X - Integrato analogo a quello già visto, caratterizzato da 12 LED e dalla possibilità di mantenere accesi i diodi compresi dallo zero della scala al punto di lettura; la scala conseguente è, per così dire, termometrica. R3=820 Ω; R4=56 kΩ; R5=220 kΩ; R6=2,2 kΩ .... 100 kΩ.

Se la tensione all'ingresso varia di circa 1 volt, quella all'uscita varia in modo che l'emissione luminosa passi da un diodo a quello successivo. La fluttuazione luminosa può essere regolata dall'esterno in maniera da avere o un passaggio repentino da un diodo all'altro o un passaggio graduale.

Nello schema di figura 44 X, R7 serve a determinare l'intensità luminosa dei diodi: R7 è in serie ad un fototransistore (può essere anche una fotoresistenza) e ciò permette un'autoregolazione del dispositivo, sì da avere un'emissione luminosa che cambia in relazione alla luminosità dell'ambiente in quel momento. R4 è quella che regola la fluttuazione da un diodo all'altro; R3 deve essere scelta in base alla tensione di sintonia più bassa mentre R6 ha un valore che è legato al tipo di fototransistore impiegato. Quanto alle altre resistenze, R1 deve essere eguale ad R5 mentre R2 deve essere eguale alla somma di R3 con R4.

Come si è già precisato l'UAA 180 (figura 45 X) permette di disporre di una striscia (scala) luminosa di lunghezza variabile in funzione di una tensione. La precisione di lettura essendo di 1 diodo su 12 è pari all'8 %, percentuale che può essere considerata sufficiente in molti casi; come vedremo tra breve, tale precisione può essere aumentata.

Il collocamento dei LED può essere fatto anche a semicerchio (figura 43 X). L'indicazione può riferirsi oltre che alla velocità (in auto), al regime del motore (contagiri), alla temperatura dell'acqua, dell'olio, del liquido dei freni, al livello della riserva di benzina.

Nel campo radio si può avere oltre che l'indicazione delle emittenti, l'intensità di campo, l'accordo esatto, il livello di modulazione, il livello d'uscita, ecc.; nei televisori, la visualizzazione del parametro telecomandato. Nelle apparecchiature di misura: sostituzione di strumenti galvanometrici (o di scale con elemento mobile indicatore del parametro), abbinamento ad indicazione digitale per una più rapida percezione qualitativa delle variazioni, per una ricerca del massimo, ecc.

Infine è valido sempre l'impiego quando necessiti mettere in evidenza l'evoluzione di un parametro quale può essere un peso, una distanza, una temperatura, ecc.

Le **figure 46 X** e **47 X** offrono due esempi di impiego in proposito. Nel primo caso si tratta di un indicatore di livello di liquido: può riferirsi, per esempio, ad un deposito di olio combustibile per il riscaldamento.

L'organo di rilevamento è un galleggiante che agisce sul cursore di un potenziometro. Una frazione variabile della tensione presente al punto 3 (tensione applicata al potenziometro) è disponibile al cursore e, avviata al 17, indica lo stato di riempimento del serbatoio. La tensione al 3 è la tensione di riferimento massimo per l'integrato. Quando il serbatoio è vuoto, il cursore raggiunge il potenziale nullo: è la tensione di riferimento minimo dell'integrato (punto 16, connesso a massa).

La differenza di tensione tra i punti 3 e 16 non deve superare i 6 volt; il diodo Zener D sarà un tipo per tensione Uz tale che

$$1{,}2\ V < U_z < 6\ V$$

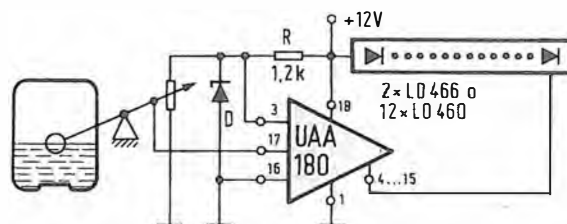


Fig. 46 X - Interessante applicazione dei LED per indicare in permanenza il livello di un liquido; in coincidenza di un punto prestabilito della scala può essere previsto un intervento di correzione, segnalazione supplettiva, azionamento dispositivi di allarme, ecc.

Quando il serbatoio è quasi vuoto si può far in modo che entri in funzione un dispositivo di allarme o di intervento; è sufficiente sostituire un LED con un « foto-accoppiatore ». Questo componente (di esso diremo in seguito) può comandare un thyristor o un relé che metta in azione, ad esempio, una pompa di riempimento.

Per visualizzare la tensione d'uscita di un amplificatore B.F. (figura 46 X) di potenza sono sufficienti pochi componenti.

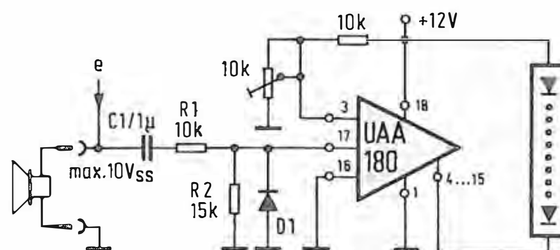


Fig. 47 X - Il segnale d'uscita di un amplificatore B.F. avviato (da « e ») all'altoparlante entra, tramite C1 a questo assieme che, sulla sua scala di LED farà apparire — previa taratura — il livello d'uscita (potenza) e l'eventuale punto di eccessiva distorsione.

Il condensatore C1 elimina la eventuale componente continua del segnale B.F. ed il diodo D1 cortocircuita la componente negativa. Il divisore R1/R2 limita i segnali d'entrata a 6 V di cresta, valore massimo, come abbiamo già detto, per l'integrato.

Un simile « V meter » è caratterizzato da una eccellente visibilità e da una assenza totale di inerzia. LED di differente colore possono far sì che venga definito un confine tra un regime « normale » ed un regime di saturazione.

Si è detto della precisione dell'8 %; se invece di 12 LED se ne impiegano 24 o 36 (o più ancora, fino a 94 = massimo) si ha, ovviamente, che il salto di lettura di 1 diodo rappresenta una approssimazione percentualmente più bassa (maggiore precisione). Tre circuiti, e perciò 36 LED, offrono una tolleranza del 3 %.

Lo schema di **figura 48 X** mostra come sia facile affiancare gli integrati al fine di disporre di strisce più lunghe di diodi luminosi.

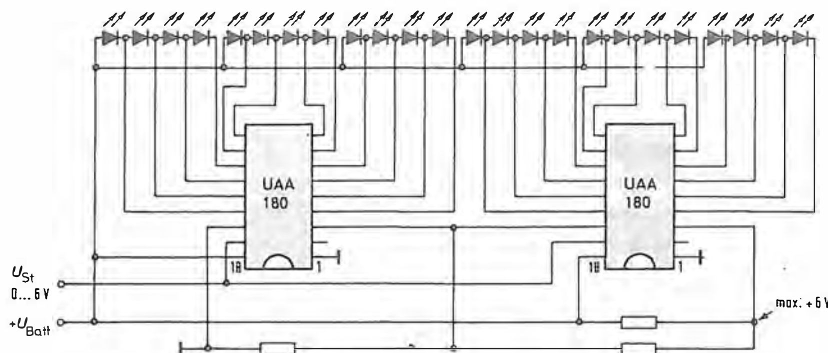


Fig. 48 X - È previsto il collegamento di più dispositivi da 12 LED sino all'impiego di 7 integrati e perciò di 84 diodi; se questi sono di tipo già montato a striscia ed hanno un passo di 2,54 mm si può disporre di una scala di oltre 20 cm di lettura facile e precisa.

★ ★ ★

Chiudiamo l'argomento dei diodi LED ricordando una applicazione che si va sempre più diffondendo nel campo TV ed in altri: il telecomando. Qui si agisce con luce non visibile traendo da questo fatto due grossi vantaggi:



Fig. 49 X - Con tre diodi LED al GaAs funzionanti come emettitori nell'infrarosso (950 nm) ed un circuito integrato apposito di codifica, si realizzano ora dispositivi di comando a distanza per televisori, superiori a quelli già in uso, ad ultrasuoni.

1) l'efficienza sia nel diodo di emissione che nei dispositivi sensibili di ricezione è maggiore; **2)** la luce ambiente o altre luci possono essere facilmente messe fuori causa come agenti di disturbo.

Quest'ultimo punto spiega anche il motivo per cui ora si preferisce questa tecnica (**figura 49 X**) a quella sinora usata che si basava sugli ultrasuoni. La **figura 50 X** mostra un diodo con radiatore che ha compiti analoghi essendo previsto più che per i diversi comandi, per l'irradiazione dell'audio che così può essere udito a distanza (vi sono cuffie predisposte) senza fili di collegamento.



Fig. 50 X - Con un diodo di questo tipo (LD 242) è il televisore (o l'apparecchio radio, o l'amplificatore) che trasmette il segnale B.F. modulando gli infrarossi del diodo (950 nm). Il segnale è raccolto ovunque, nel locale, a mezzo di cuffia attrezzata. Si noti il dissipatore di calore, che funziona, per la sua forma, anche da riflettore.

Rivelatori di luce

Come si è ora visto, l'emissione di fotoni è provocata dal passaggio di elettroni dalla banda di conduzione a quella di valenza. Con la corrente si ottiene la luce.

È valida però anche la situazione contraria.

I fotoni possono provocare cioè, a loro volta, il movimento inverso: passaggio di elettroni dalla banda di valenza a quella di conduzione. Con la luce si ottiene la corrente.

Quest'ultimo fenomeno si verifica in maniera diversa a seconda della natura del materiale investito dalla luce. Se il materiale è di tipo con cariche libere scarse (ad esempio, solfuro di cadmio), allorché si avranno gli elettroni liberi di cui sopra si verificherà una riduzione della resistenza elettrica (effetto fotoconduttivo). È il caso dei dispositivi detti **fotoresistenze.**

Con altri materiali si formano le **cellule fotovoltaiche.** Questi materiali, colpiti dalla luce, fanno sorgere una nuvola di elettroni (effetto fotoemissivo), similmente a ciò che avviene per il catodo di una valvola termoionica: dispositivi a vuoto, a gas, fotomoltiplicatori.

Infine, possiamo annoverare in questo settore le note giunzioni p-n, che anche se non polarizzate, allorché colpite dalla luce, danno luogo alla formazione di coppie di elettroni-buchi che possono essere accelerati verso le zone p ed n rispettive formando così la corrente.

Se la giunzione è invece polarizzata (in maniera inversa) avremo i **fotodiodi**, i **fototransistori** ed i **fotothyristor**.

Tutti questi dispositivi fotosensibili sono caratterizzati da un proprio andamento spettrale, da una caratteristica di direttività, da una sensibilità e da un rendimento specifico. Sono tutti parametri che — come si vede — fanno da contrapposto a quelli che identificano e classificano le fonti di luce.

LE FOTORESISTENZE

La **figura 51 X** presenta l'aspetto delle resistenze sensibili alla luce, dette a volte fotocellule. La configurazione dell'elettrodo è a « pettine »: variando, in sede costruttiva, il numero dei denti si ottengono valori diversi. Questa configurazione consente il massimo rendimento dell'area sensibile alla luce.

La piastrina semiconduttrice di soifuro di

cadmio (CdS) viene preparata pressando il materiale nella configurazione desiderata e dandogli poi consistenza meccanica mediante sinterizzazione. Si ricorre anche all'evaporazione sotto vuoto di seleniuro di cadmio. Il substrato è steatite o allumina.

La resistenza della cellula in funzione del livello luminoso è la caratteristica di maggiore importanza. Tale resistenza, molto alta in regime d'oscurità, si abbassa molto in presenza di luce. Il componente in questione, comportandosi come una pura resistenza può essere classificato come componente passivo.

Si noti che non si è in presenza della classica giunzione dei semiconduttori: non vi è polarità da rispettare e perciò il funzionamento si verifica tanto con corrente continua che alternata.

La variazione di resistenza in funzione dell'illuminamento non avviene senza inerzia: i tempi di responso sono dell'ordine di qualche millisecondo: ciò limita la frequenza massima di impiego a qualche migliaio di hertz; il coefficiente di temperatura delle fotoresistenze è basso e diminuisce quando la luce aumenta.

I valori che la resistenza ha nell'oscurità sono dell'ordine dei megaohm, mentre con un illuminamento di 1000 lx detti valori scendono a meno di mille ohm.

Vi sono modelli in grado di tollerare tensioni anche elevate, inseribili direttamente sui circuiti di rete.

La sensibilità spettrale, che è molto ampia, viene scelta dal costruttore con la scelta del materiale d'impiego (che è sempre una miscela di cristalli, con aggiunta di impurezze).

Impieghi tipici sono quelli di misuratori di luce per fotografia (esposimetri), rivelatori di infrarossi e impianti di sicurezza.

Naturalmente molto spesso la variazione di resistenza che segue la variazione di luce viene tradotta in variazione di tensione (o corrente) per disporre di un segnale che può, come tale, essere amplificato, se necessario.

La **figura 52 X** indica due modi per inserire in circuito la fotoresistenza.

Illustriamo ora, a titolo d'esempio, un'applicazione particolare che può essere utile anche per l'analogia che suggerisce a favore di altre situazioni.

Impianto di chiamata ottica

Negli alberghi, negli ospedali ed in altre comunità di lavoro è abbastanza comune notare l'esistenza di sistemi di chiamata ad indicazione ottica i quali consentono — grazie ad un pannello luminoso centralizzato — di individuare con rapidità e sicurezza da quale punto dell'edificio o da quale ufficio è arrivata la chiamata; ciò, con la semplice accensione di una spia luminosa del tipo ad incandescenza.

L'efficienza e la sicurezza di tali installazioni può essere notevolmente migliorata sostituendo i complessi e costosi relé telefonici normalmente impiegati in questi impianti, con cellule fotoresistenti.

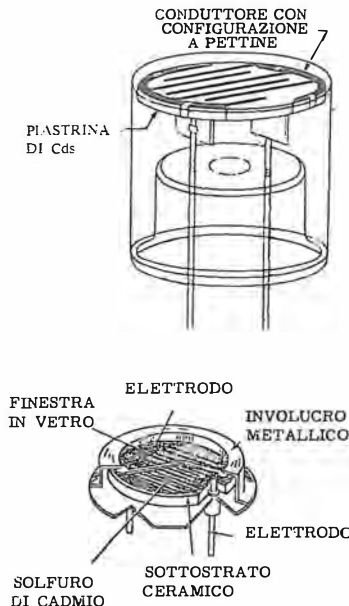


Fig. 51 X - Due modelli di fotoresistore, l'uno in ampolla di vetro (12 mm di diametro e di altezza) e l'altro in custodia metallica tipo transistore: quest'ultimo offre maggiore robustezza, maggiore dissipazione nonché protezione dalla luce laterale parassita. Vi sono tipi anche in ceramica avvolti in materiale plastico trasparente.

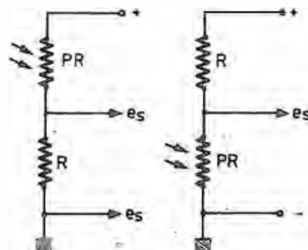


Fig. 52 X - Simbolo schematico della fotoresistenza. Con la disposizione di sinistra allorché la luce aumenta, dato che la resistenza PR diminuisce, la tensione « es » aumenta rispetto a massa. Con l'altra disposizione si ha inversione dell'effetto: aumentando la luce, « es » diminuisce.

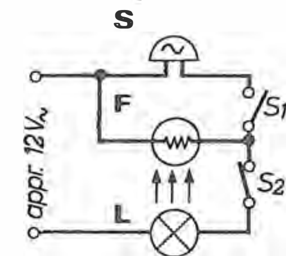


Fig. 53 X - Circuito di principio per la realizzazione di un impianto di chiamata. S è la suoneria, F la fotoresistenza, L una lampada che illumina la fotoresistenza dopo che la suoneria sarà stata azionata chiudendo S 1.

Lo schema di principio è assai semplice ed è riprodotto in **figura 53 X.**

Nella realizzazione, la fotoresistenza viene montata in prossimità della lampadina pilota. Quando l'interruttore a pulsante S1 (di chiamata) viene momentaneamente chiuso per effettuare la stessa, la suoneria, dislocata a distanza, inizia a squillare e la lampadina spia L sul pannello centralizzato si illumina.

L'accensione della lampadina produce luce che va a colpire la fotoresistenza e di conseguenza la resistenza interna di quest'ultima si riduce notevolmente. Nel circuito può allora circolare una corrente sufficientemente intensa per mantenere accesa la lampadina spia anche se l'interruttore S1 viene rilasciato e si apre.

Ricevuto il segnale sonoro della suoneria (ed illuminatosi l'indicatore ottico), il personale di servizio addetto al quadro centrale può ripristinare le condizioni iniziali del circuito aprendo momentaneamente l'interruttore S2 dopo aver provveduto alla commissione.

Ad interruttore S2 chiuso, la lampadina non può più riaccendersi perché la fotoresistenza ha già assunto nel frattempo — nell'attimo di relativa oscurità — una resistenza interna molto alta che non consente più il passaggio della corrente di accensione della lampadina.

La tensione di alimentazione più adatta per questo circuito deve essere determinata in funzione del consumo della lampadina ad incandescenza, della distanza tra lampadina e fotoresistenza ed in funzione della potenza dissipabile in quest'ultima.

La **figura 54 X** illustra un circuito pratico basato sul principio ora esposto. Qualora si faccia uso di lampadine di potenza troppo bassa, e quindi di resistenza alta, può succedere che la suoneria suoni debolmente oppure non suoni affatto. Si può, in tal caso, aggiungere un relé fotoelettrico (**figura 55 X**) che, ricevuto il primo debole impulso luminoso mantenga in azione la suoneria grazie all'intervento di una lampada che assicuri una illuminazione assai più intensa.

Dai princìpi esposti si possono dedurre, come si è premesso, diversi altri circuiti pratici. In ogni caso si dovranno osservare le seguenti precauzioni:

1) Non bisogna mai far superare alla fotoresistenza i propri valori limite di dissipazione.

2) Occorre che la temperatura della fotoresistenza non superi il livello massimo consentito. Tale surriscaldamento dipende dall'irraggiamento della lampadina di illuminazione, irraggiamento che deve essere opportunamente controllato e limitato.

3) La fotoresistenza deve essere montata, nel quadro centrale, in posizione tale da non poter essere attivata dalla luce ambiente.

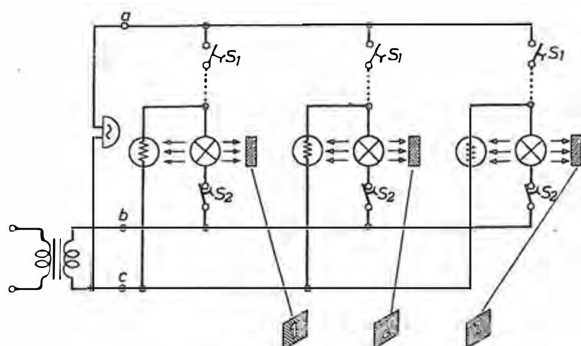


Fig. 54 X - Il circuito è previsto, naturalmente, per più canali: ecco un esempio riferito a tre diversi interessati. La lampadina illumina anche, oltre al fotoresistore, un cartello con indicazione numerica (o alfabetica, o nominativa, ecc.) ciò che chiarisce la chiamata e seleziona il servizio.

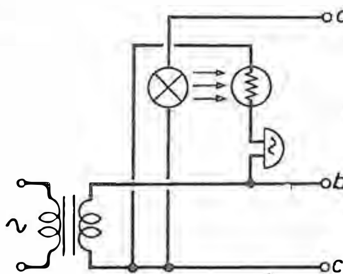


Fig. 55 X - Se in serie alla suoneria è posta una fotoresistenza, una lampada azionata da relé potrà porla in funzionamento nel caso che l'impianto non permetta una sufficiente alimentazione diretta.

LE CELLULE FOTOVOLTAICHE

Qui viene sfruttato, come si è detto, l'effetto fotoemissivo: l'elemento non è più dichiaratamente passivo come la resistenza testé vista, ma genera corrente.

Gli elettroni sono espulsi dalla superficie del materiale (cesio, potassio, ecc.) o, per meglio dire, nel caso di una classica fotocellula (**figura 56 X**) da un elettrodo di tale materiale (catodo); vi è poi il necessario anodo, ed entrambi sono all'interno di un bulbo nel quale è stato praticato il vuoto spinto e, a volte, incluso un gas.

L'effetto fotoemissivo è alla base — con altri materiali d'impiego — di vere e proprie fotopile. Rientrano in questa categoria anche gli elementi noti come « cellule solari ». In pratica sono anch'esse pile che forniscono una tensione quando sono colpite da luce, tensione che cresce col crescere dell'intensità della luce stessa.

Si impiega in prevalenza il silicio per costruire questo componente della optoelettronica. Il procedimento adottato per la fabbricazione è quello mesa; si forma una giunzione che viene lasciata aperta, ciò che porta ad una corrente di dispersione relativamente alta per questo tipo di cellula; la resistenza interna è quindi bassa, a bassi livelli di luce.

A causa della loro bassa tensione inversa si prestano appunto come dispositivi generatori di tensione. Sono molto sensibili alla luce, e tra i vantaggi si può annoverare il fatto che la facilità con la quale si possono costruire permette strutture a grande area, cioè sino a più di 1 cm^2; le cellule solari sfruttano vantaggiosamente questa caratteristica.

La struttura di queste cellule può essere osservata in **figura 57 X**. Si tratta di uno strato di base di silicio drogato **P** (trattamento con impurità boro) sul quale viene depositato uno strato, più sottile di tipo **N** (silicio drogato con arsenico); il deposito avviene per diffusione superficiale.

L'energia della radiazione incidente (luce) deve essere superiore a quella tipica della banda di conduzione del silicio: solo in tal caso infatti si producono le coppie di portatori di cariche (di segno opposto) che formano la corrente.

I portatori di cariche si dirigono verso la giunzione (siamo in presenza, è evidente, di un particolare diodo) e, superatala, turbano l'equilibrio iniziale sì da provocare una differenza di potenziale. Questa tensione, a circuito aperto è di circa 0,5 volt e può essere prelevata semplicemente applicando un elettrodo per parte: chiudendo il circuito si verifica la corrente, che è di spostamento dalla regione N alla regione P.

Per il pratico impiego le cellule vengono collegate in serie o in parallelo a seconda delle esigenze dell'impianto, né più né meno di come si fa con le pile normali. Si noti però che i costruttori forniscono dei pannelli già predisposti con più elementi dato che, tra l'altro, due o tre cellule solamente risolvono ben pochi problemi.

Solitamente nelle installazioni si interpone tra la cellula e l'apparecchiatura da alimentare una batteria tampone di accumulatori così si rimedia alle mutevoli condizioni dell'illuminazione solare. Un diodo interposto in serie su uno dei conduttori impedisce che vi sia corrente di ritorno dalla batteria alle cellule allorché queste ultime non generano sufficiente energia per scarsità di luce.

Altri materiali idonei alla fabbricazione sono il selenio, l'ossido di rame, il solfuro ed il tellurio di cadmio, l'arseniuro di gallio. Quest'ultimo è quello che, dal punto di vista teorico consente il rendimento maggiore (26% circa) contro il 22% del silicio che però è preferito in pratica per il minor costo. Il rendimento accennato è solo teorico: in realtà, dato che le pile sono sensibili solo a parte delle radiazioni del sole, dato che si verifica un certo effetto di riflessione, e in considerazione della resistenza interna, il rendimento massimo raggiunto è del 16%, ciò che si traduce in 160 watt per metro quadrato, già molto rispetto all'8-10% di alcuni anni fa. Con l'arseniuro di gallio si ha in pratica, il 19%.

Col solfuro di cadmio e solfuro di rame si costruiscono fotopile di costo più basso, però anche il rendimento è minore (attorno al 6%). Un sottilissimo film (spessore di 20 micron) di solfuro di cadmio viene deposto, sotto vuoto,

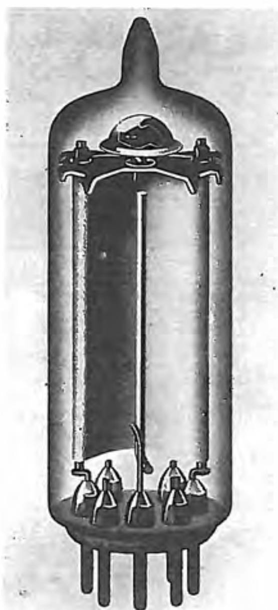


Fig. 56 X - Il fotocatodo si comporta come il filamento di un diodo a vuoto che emette elettroni dirigentesi verso l'anodo: l'emissione del primo è proporzionale alla luce così come quella del secondo lo è alla temperatura. I materiali catodici più idonei sono: cesio/antimonio o cesio/ossido d'argento. In presenza di gas gli elettroni del catodo provocano un effetto valanga con gli elettroni del gas e la sensibilità aumenta.

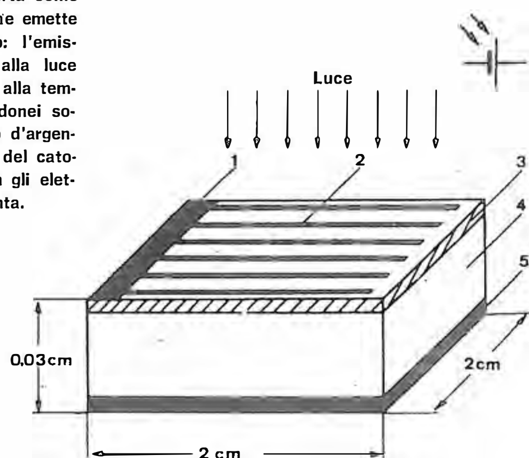


Fig. 57 X - Cellula fotovoltaica al silicio. 3 è lo strato diffuso « n » (0,3 micron), 4 è la base (300 micron) trattata al boro, 1 contatto sul bordo che, mediante le strisce 2 determina la zona esposta, 5 contatto sottostante che si estende su tutta la superficie.

su di un supporto flessibile di plastica. Sopra al solfuro di cadmio viene depositato poi il solfuro di rame e si ottiene un semiconduttore con alto coefficiente di assorbimento per i raggi visibili, per l'ultravioletto e per l'infrarosso.

Vi sono altri sistemi, di assai maggiore rendimento per ricavare energia dal sole (ad esempio, quello termico) tuttavia in diversi casi viene scelto quello delle cellule solari perché più idoneo a determinati requisiti. Si pensi, ad esempio all'alimentazione di tutte le apparecchiature di bordo dei satelliti, all'alimentazione di ripetitori e di piccoli trasmettitori di segnalazione marittima, o per navigazione aerea, ecc.

I FOTODIODI

I fotodiodi funzionano secondo il principio già visto a proposito delle giunzioni rivelatrici di luce. A differenza di quelle cellule fotovoltaiche necessitano di una tensione polarizzante che viene applicata in senso inverso (negativo all'anodo, positivo al catodo).

La tensione di polarizzazione influisce sul valore capacitivo del dispositivo: al crescere di questa tensione corrisponde una diminuzione della capacità, il che vuol dire diminuzione dei tempi di commutazione (utilità a frequenze più alte).

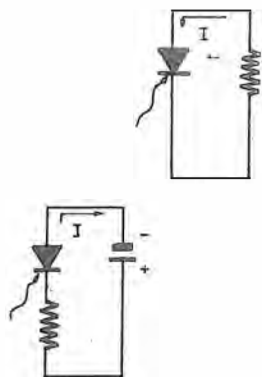
In assenza di illuminamento scorre una ridottissima corrente inversa, detta « corrente di oscurità »: essa rappresenta un elemento di disturbo e si tende di conseguenza a ridurla al minimo. Si ottiene ciò facendo piccola la superficie dello strato di sbarramento: ne consegue una sensibilità inferiore a quella delle giunzioni aperte già viste (non polarizzate).

Uno dei vantaggi del fotodiodo è il suo adattamento preferenziale per entrate di amplificatori ad alta impedenza.

I primi fotodiodi, onde avere una bassa corrente inversa, erano montati in una custodia a tenuta di luce salvo una piccola apertura; oggi questa protezione è ottenuta con la passivazione superficiale che rientra nella tecnica planare per cui si può fare a meno della custodia, non solo, ma si può ingrandire la superficie attiva. Per questo fatto lo stesso dispositivo può funzionare come semplice fotoelemento o come fotodiodo.

I fotodiodi sono spesso impiegati nel campo della luce visibile: possono arrivare a velocità di risposta di 100 nanosecondi e perciò possono competere — anche per l'elevato guadagno — con i dispositivi noti col nome di « fotomoltiplicatori » che hanno un costo, e necessità di alimentazione, ben più elevate.

Nella **figura 58 X** vediamo i quattro quadranti nei quali si tracciano le curve statiche corrente-tensione, nel caso specifico quelle relative alla giunzione. Quando questa è polarizzata negativamente il quadrante che interessa, come si vede, è il terzo.



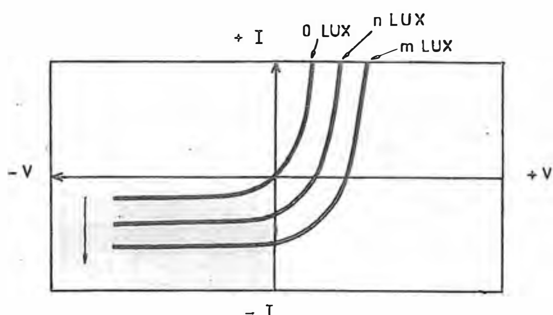
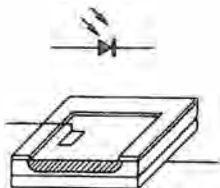


Fig. 58 X - Il fotodiodo, essendo una giunzione polarizzata inversamente vede le sue caratteristiche di variazione corrente in funzione della variazione di tensione e di illuminamento, nel III° quadrante. Il diodo non polarizzato (elemento fotovoltaico) ha le caratteristiche corrispondenti nel I° quadrante.



Senza illuminamento (0 lux) la curva è quella normale di blocco del diodo. La curva della corrente fotoelettrica generata in funzione della tensione inversa applicata alla giunzione è praticamente parallela all'asse orizzontale, come si vede in figura per due diverse intensità luminose (n lux ed m lux).

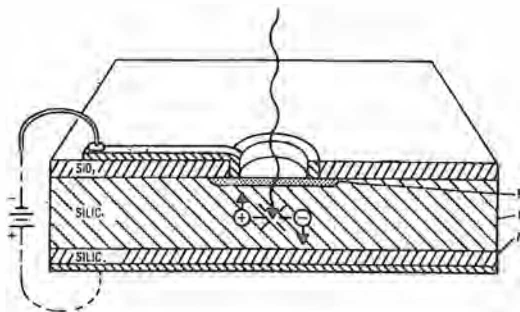
Se nella fabbricazione del diodo viene interposto tra la regione N e quella P (**figura 59 X**) uno strato sottilissimo (10 a 100 μm) di semiconduttore intrinseco si ha il tipo detto **PIN** (la **I** tra il **P** e la **N** sta appunto per Intrinseco) che è caratterizzato da una elevata sensibilità, da un tempo di responso eccezionalmente breve, da bassissimo rumore, ampio responso spettrale. La fabbricazione però, è alquanto critica.

Quando un fotone viene assorbito dal silicio produce una lacuna ed un elettrone. Se l'assorbimento del fotone avviene nello strato « I » (vedi figura) la lacuna e l'elettrone vengono separati dal campo elettrico in questo strato. Per la più alta efficienza di conversione quantica (elettroni in rapporto ai fotoni) è utile che lo strato P sia sottile e quello I, spesso. Il primo spessore però determina anche il valore della resistenza in serie parassita: più sottile è questo strato P, più alto il valore di resistenza. E poiché essa influenza il rendimento alle frequenze alte si giunge, in sede di progetto delle caratteristiche, ad un compromesso tra l'efficienza quantica e la larghezza di banda.

Il diodo PIN ha anche impieghi al di fuori del settore dell'optoelettronica e cioè non come fotodiodo, sempre in relazione alle sue caratteristiche sulle frequenze alte: ricordiamo di averli già esposti trattando delle giunzioni e dei diodi in particolare.

Un altro diodo sul cui principio si è già detto è quello Schottky (« hot/carrier ») detto anche a barriera di superficie. Impiegato come foto-

Fig. 59 X - La presenza di uno strato di materiale intrinseco (silicio) tra una zona diffusa N ed un'altra passivata con ossido ($S_i O_2$) caratterizza il diodo PIN. Un'apertura circolare, nel tipo fotorivelatore, consente il passaggio dei fotoni che attraversano una piccola zona diffusa P_e creano, sotto di essa, i movimenti di lacune ed elettroni.



diodo è addirittura superiore ai PIN in particolare per frequenze molto alte (superiori ad 1 MHz).

Per ottenere il rapporto ottimale segnale/rumore tra un emettitore di luce ed il ricevitore si è pensato di includere nel diodo una struttura che desse luogo ad un'amplificazione. È ciò che avviene nel diodo a valanga: le cariche, ottenute inizialmente per assorbimento di fotoni, vengono accelerate da un campo elettrico interno al cristallo. L'accelerazione è tale che l'energia cinetica di queste cariche è sufficiente a creare altre cariche per effetto d'urto.

Queste nuove cariche ne producono altre con reazioni a valanga, appunto, da cui il nome.

Si adotta, nella fabbricazione, la tecnica di implantazione ionica che consiste nell'iniettare atomi dell'agente di drogaggio: con questa tecnica il drogaggio la cui importanza qui è fondamentale, può essere controllato nella giusta misura.

Il fattore interno di amplificazione di un fotodiodo di questo tipo è quasi di 1300.

Un impiego oggi sempre più ricorrente per i fotodiodi a valanga lo si riscontra al lato ricezione di comunicazioni basate sul raggio laser, affidate per il trasporto non all'aria ma ad un mezzo solido: le fibre ottiche.

FOTOTRANSISTORI - FOTOTHYRISTOR

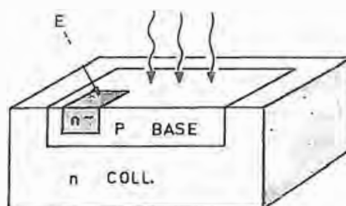
Nei fototransistori la struttura di un normale transistore viene realizzata in modo che per effetto fotoelettrico si generi una corrente nel diodo costituito da collettore/base; e si fa sì che questa corrente venga amplificata dal dispositivo stesso. In altre parole, la corrente del transistore funge da fattore di moltiplicazione per la fotosensibilità del diodo. Ne consegue un'alta sensibilità per cui, per un'esposizione ad un livello medio di luce si possono trarre correnti di alcuni milliampere. Guadagni tipici vanno da 100 a 700 e ciò rende superfluo un amplificatore in molti casi.

Va notato che la velocità d'azione del fototransistore è inferiore a quella del semplice fotodiodo e dei fotoelementi dato che la base ha dimensioni maggiorate e, di riflesso vi è più capacità.

Naturalmente rivestono particolare importanza le dimensioni della superficie attiva nonché le aperture a forma lenticolare con le quali, grazie alla concentrazione della luce si aumenta in effetti la fotosensibilità, di un fattore che può essere anche di 20; inoltre la lente ha influenza sulla caratteristica direzionale.

La struttura tipica di un fototransistore è visibile in **figura 60 X** ove è rappresentata anche schematicamente la scissione diodo/transistore.

Alcuni tipi presentano il terminale di base, che può essere utilizzato per stabilire una polarizzazione e così diminuire la corrente d'oscurità; in genere però questo terminale è lasciato



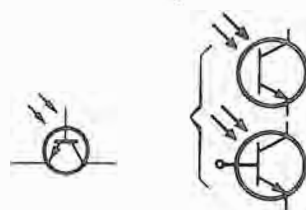


Fig. 60 X - Nel fototransistore la caratteristica costruttiva più evidente è l'ampia dimensione della regione della base che è così perché è l'elemento di raccolta dei fotoni. Vi sono tipi con lente di concentrazione, e tipi con la sola finestra per impieghi in cui l'ottica è prevista sulle apparecchiature. Lo schema mostra come il fototransistore corrisponda ad un fotodiodo che pilota un transistore.



Fig. 61 X - Il fototransistore Darlington offre un'amplificazione molto alta dato che corrisponde a due stadi di amplificazione in cascata realizzati sullo stesso « chip ». La velocità di responso, a causa delle impedenze interne parassite risulta inferiore a quella del transistore; gli effetti negativi della corrente d'oscurità sono maggiori in quanto anch'essa viene amplificata.

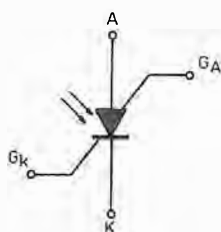


Fig. 62 X - Simbolo schematico del fotothyristor. Quest'organo è costituito da tre stadi di sbarramento (4 stadi di semiconduttore) sovrapposti alternativamente P ed N.

libero e diversi modelli ne sono privi.

Se necessita una sensibilità molto spinta, in presenza perciò di segnali a livello molto basso, si può ricorrere ai fototransistori di tipo Darlington che sono dispositivi (**figura 61 X**) con due stadi amplificatori internamente connessi. Il fattore di amplificazione può essere da 10^3 sino a 10^5.

Sappiamo che il thyristor è un raddrizzatore comandabile a mezzo di un elettrodo di controllo (« gate »); se lo si costruisce in modo che possa essere debitamente influenzato dalla luce si perviene al fotothyristor. In questo caso anziché essere dipendente elettricamente dal « gate » è dipendente otticamente, in quanto il potenziale è la risultante dell'effetto fotoelettrico.

La **figura 62 X** riproduce il simbolo di questo dispositivo. Le porte (« gate ») in questo tipo sono due (GA e GK): la resistenza di carico può essere inserita — a seconda dello schema d'impiego — nel circuito dell'anodo (A) o in quello della sua porta.

In quanto raddrizzatore il thyristor è bistabile: dopo di averlo innescato mediante un raggio di luce lo si può disinserire a mezzo di un impulso di polarità contraria inviato all'anodo. Lo si può anche disinserire quando la tensione passa per la linea dello zero se il funzionamento avviene in alternata. Inserendo una resistenza in parallelo fra il catodo e la porta del catodo si può regolare la sensibilità di risposta del fotothyristor; così si può evitare anche un innesco non desiderato dovuto ad impulsi di disturbo o a temperatura ambiente alta.

Un thyristor applicato in optoelettronica (non si tratta però, di un fotohyristor) è visibile nello schema di **figura 63 X.** In esso vediamo anche l'impiego di un fototransistore e di un diodo LED. L'assieme permette di far apparire una segnalazione luminosa (LED) allorché nei pressi della dislocazione del fototransistore si verifica una fiamma, anche minima. Il transistore innesca il thyristor che in detto stato fa circolare corrente nel LED: un interruttore permette il ripristino delle condizioni primitive (LED spento).

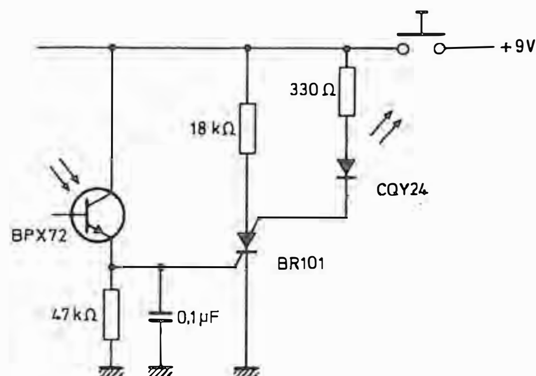
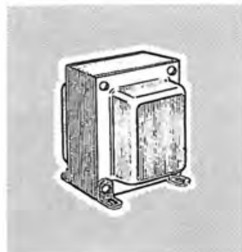


Fig. 63 X - Tre dei dispositivi esaminati nel testo appaiono in questo schemino, connessi tra loro per lo svolgimento delle proprie peculiari funzioni. Il thyristor potrebbe, al caso, essere un fotothyristor ciò che eliminerebbe il fototransistore.

Gli autotrasformatori

La caratteristica più importante dell'autotrasformatore è che, pur avendosi in realtà un trasformatore, non si hanno più due o più avvolgimenti separati, uno dei quali funge da primario — mentre l'altro, o gli altri, rendono disponibili le tensioni in esso indotte grazie al campo magnetico della corrente primaria — bensì si ha un unico avvolgimento, una parte del quale è comune tanto al circuito primario quanto al circuito secondario.



Ovviamente, anche nell'autotrasformatore le tensioni primarie e secondarie sono direttamente proporzionali al numero delle spire: di conseguenza, se una tensione primaria di 100 volt viene applicata — ad esempio — ai capi di una parte dell'avvolgimento costituita da 100 spire, la tensione presente ai capi di una parte dell'avvolgimento costituita da 150 spire ammonterà a 150 volt.

Una seconda caratteristica dell'autotrasformatore, comune a quella dei normali trasformatori, è che esso può funzionare sia come elevatore di tensione che come riduttore.

Nel primo caso, la tensione primaria, normalmente rappresentata dal simbolo « E_p », è minore della tensione secondaria, « E_s », e viceversa.

L'autotrasformatore presenta, nei confronti del trasformatore, alcuni vantaggi ed alcuni inconvenienti: esaminiamo innanzitutto i vantaggi.

La **figura 64 X** (a fianco) rappresenta schematicamente un autotrasformatore elevatore, nel quale, supponiamo, il rapporto di trasformazione sia 1,5.

Ciò significa che il numero di spire secondarie ammonta esattamente a 1,5 volte il numero delle spire primarie.

Supponiamo che ai capi del primario, avente un numero di spire adeguato, venga applicato un generatore che fornisca una tensione di 100 volt, e che ai capi del secondario non sia applicato alcun carico. Si dice — in tal caso, così come per il trasformatore — che il dispositivo funziona « a vuoto ».

Pur non essendovi alcun carico che consumi l'energia disponibile, il primario costituisce tuttavia un circuito chiuso nei confronti della tensione di alimentazione.

Trattandosi naturalmente di corrente alternata, esso oppone a detta tensione una certa impedenza, il cui valore, come sappiamo, determina l'intensità della corrente che lo percorre.

La corrente che circola in assenza di carico al secondario viene rappresentata dal simbolo « I_0 ».

Come abbiamo appreso nello studio del trasformatore, la corrente alternata che percorre un avvolgimento crea un campo magnetico variabile, il quale induce una tensione alternata di eguale frequenza, di intensità inversamente proporzionale alla tensione, e di polarità opposta, in qualsiasi avvolgimento accoppiato induttivamente al campo magnetico.

Di conseguenza, sia nella parte di avvolgimento estranea a quella considerata come primario, che nel primario stesso, viene indotta una tensione, e quindi una corrente avente polarità opposta.

Supponiamo ora che al secondario, ossia, nel nostro caso, ai capi dell'intero avvolgimento, venga applicato un carico che, per funzionare regolarmente, necessiti di una tensione di 150 volt.

Tale è la tensione disponibile grazie al rapporto di trasformazione di 1,5; l'intensità di corrente sarà naturalmente proporzionale, in base alla potenza dell'autotrasformatore ed alle caratteristiche intrinseche del carico.

Considerando il solo circuito secondario, sappiamo che in esso circola la corrente « I_s » richiesta dal carico, e sappiamo che detta corrente (considerata nei suoi valori istantanei) ha una certa polarità.

Per contro, nel circuito primario, scorrono **due** correnti: una è « I_0 », che scorre sia con

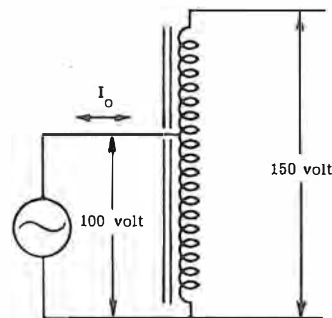


Fig. 64 X - La figura rappresenta schematicamente un autotrasformatore elevatore, nel quale, si suppone che il rapporto di trasformazione sia di 1,5. Ciò significa che il numero delle spire secondarie ammonta esattamente a 1,5 volte il numero delle spire primarie. La tensione primaria è minore della tensione secondaria: I_0 rappresenta la corrente a vuoto.

che senza l'applicazione del carico, e l'altra è « I_p » (corrente primaria), richiamata a causa della dissipazione di una certa potenza nel secondario.

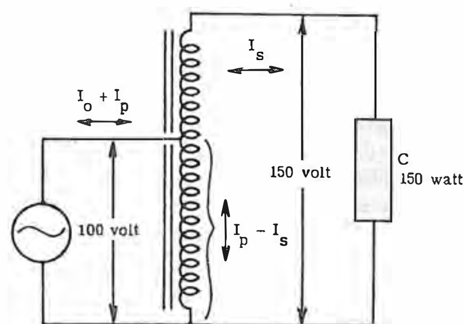


Fig. 65 X - In un autotrasformatore, le correnti I_0 ed I_p sono in fase tra loro per cui si sommano costituendo la corrente primaria totale. Viceversa, applicando un carico adeguato, nel tratto comune ai due circuiti la corrente è pari alla differenza tra le correnti primaria e secondaria; essa equivale pertanto alla differenza $I_p - I_s$.

« I_0 » ed « I_p » sono in fase tra loro, per cui i loro valori **si sommano e costituiscono la corrente primaria totale.**

Viceversa, la corrente « I_s », che scorre anche nel tratto di avvolgimento comune al circuito

primario, viene ad essere in ogni valore istantaneo sfasata di 180° rispetto alla corrente primaria « I_p ». Essendo dunque la polarità nettamente opposta, **le due intensità si sottraggono l'una dall'altra.**

Ne consegue, che la corrente che circola nella parte di avvolgimento comune al circuito primario ed al circuito secondario **non è altro che la differenza tra le due correnti « I_p » ed « I_s ».**

Vediamo ora come può essere esaminato questo fenomeno da un punto di vista quantitativo.

Supponiamo che il carico dissipi una potenza di 150 watt. Tale dunque deve essere la potenza dissipata nel circuito primario.

Dal momento che la potenza equivale al prodotto tra la tensione e la corrente, sappiamo che la corrente secondaria « I_s » può essere ricavata dalla nota formula:

$$I_s = \frac{\text{Potenza sec.}}{\text{Tensione sec.}} = \frac{150}{150} = 1 \text{ ampère.}$$

Il medesimo calcolo può essere effettuato per calcolare la corrente primaria: infatti, poiché la potenza dissipata al primario è sempre di 150 watt, per la medesima formula avremo che:

$$I_p = 150 : 100 = 1{,}5 \text{ ampère.}$$

In teoria dunque, abbiamo una corrente di 1 ampère nel circuito secondario, ed una corrente di 1,5 ampère nel circuito primario.

Abbiamo però osservato poc'anzi, che le due correnti sono in opposizione di fase, e che quindi si sottraggono: di conseguenza, nella parte dell'avvolgimento comune ai due circuiti (ossia nell'intero primario), avremo il passaggio di una corrente pari a 1,5 = 0,5 ampère.

Possiamo quindi affermare che, agli effetti della realizzazione, la parte di avvolgimento comune ai due circuiti può essere avvolta con un conduttore più sottile di quello che sarebbe necessario se i due avvolgimenti fossero separati.

Ciò costituisce uno dei più evidenti vantaggi dell'autotrasformatore.

L'economia del rame è tanto maggiore quanto minore è la differenza (V_p — V_s).

Per porre un esempio basti considerare che per trasformare 250 volt in 220 volt si impiega appena 1/5 del peso del rame che sarebbe occorso ad un trasformatore normale di eguale potenza.

Oltre a quanto detto, l'effetto pratico di una piccola corrente primaria per un dato carico secondario è che le perdite di potenza sono contenute entro valori minimi.

Di conseguenza nell'esempio della **figura 65 X**, un ohm di resistenza dell'avvolgimento primario determina una perdita di « I^2R » di 1 watt, 4 watt e 0,25 watt per tre carichi rispettivamente di 9, 36 e 2,5 watt che si avrebbero invece con avvolgimenti separati.

Consideriamo ora il caso opposto, della **figura 66 X.**

La figura rappresenta un autotrasformatore del tutto analogo al precedente, con la sola differenza che esso agisce da riduttore invece che da elevatore.

In altre parole, disponiamo — in questo caso — di una tensione primaria di 150 volt, e desideriamo ottenere al secondario una tensione di 100 volt.

Il rapporto tra le tensioni (che equivale — come ben sappiamo — al rapporto tra le spire) è pari a 100 : 150 = 0,66 circa. In tali condizioni, il numero delle spire secondarie equivale a 0,66 volte il numero delle spire primarie.

Supponiamo che — anche in questo caso — la potenza dissipata dal carico applicato al secondario ammonti a 150 watt (vedi **figura 67 X**).

Usufruendo sempre della medesima formula, apprendiamo che la corrente secondaria ammonta a 1,5 ampère, mentre la corrente primaria ammonta ad 1 ampère.

Ci troviamo quindi nelle medesime condizioni; anche nel caso del trasformatore riduttore la corrente circolante nel tratto di avvolgimento comune ai due circuiti equivale alla differenza tra le due correnti in gioco.

Se si considera a fondo questo fenomeno si rivela una situazione apparentemente assurda: in entrambi i casi, la parte di avvolgimento comune ai due circuiti fa parte di un circuito (primario nel primo caso e secondario nel secondo) nel quale scorre una corrente di 1,5 ampère. Ciò nonostante, pur essendo l'avvolgimento in serie al circuito stesso, esso viene percorso da una corrente minore.

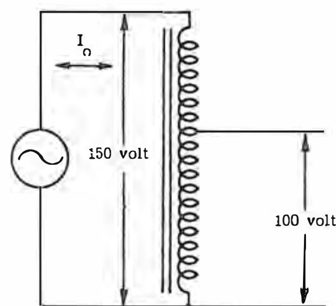


Fig. 66 X - Caso dell'autotrasformatore riduttore da 150 volt a 100 volt. La tensione primaria è maggiore della tensione secondaria: esse stanno nel rapporto di 0,66 e quindi questo è anche il rapporto delle spire. Esiste sempre una corrente a vuoto.

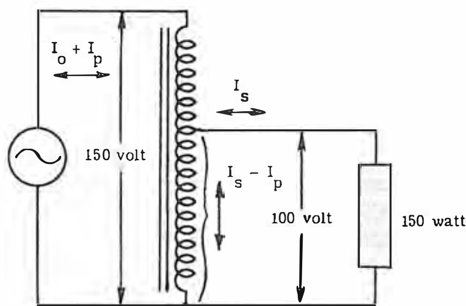


Fig. 67 X - Anche in questo caso che vede il secondario con un carico, la corrente nel tratto comune è pari alla differenza tra le due. Essa però è pari a I_s - I_p, e non a I_p - I_s.

Il fenomeno si spiega soltanto se si considera che le due correnti che passano attraverso il conduttore contemporaneamente, si neutralizzano, in parte, a vicenda, proprio per il fatto che scorrono in senso opposto. Ciò non impe-

disce tuttavia che ogni elettrone interessato sviluppi la sua quantità di energia magnetica.

Per questo motivo sorge, nel campo dell'autotrasformatore, un nuovo concetto di potenza: la **potenza di trasformazione**, rappresentata dal simbolo « P_t ».

Dal momento che la potenza è data dal prodotto tra tensione e corrente, e che una parte della corrente in gioco esiste solo in teoria, mentre in realtà viene neutralizzata, è logico che la potenza effettiva in base alla quale vengono stabilite le dimensioni del nucleo, e quindi quelle dell'intero autotrasformatore, siano diverse da quelle che si avrebbero se il primario ed il secondario fossero separati.

Il fatto che una parte dell'avvolgimento viene percorsa da una corrente minore di quella che circola nel circuito esterno, e che la potenza in gioco è minore di quella effettivamente dissipata, consente di realizzare l'autotrasformatore in dimensioni minori di quelle occorrenti in un trasformatore (ad avvolgimenti separati) avente le medesime caratteristiche elettriche.

Ciò costituisce il secondo vantaggio.

Gli inconvenienti dell'autotrasformatore — per contro — sono essenzialmente due: innanzitutto, oltre un certo limite del rapporto di trasformazione, il suo impiego non è più conveniente.

In pratica, infatti, si preferisce realizzare un trasformatore con avvolgimenti separati, allorché il rapporto di trasformazione è superiore a 4 dato che, in tali condizioni, come è facile verificare, l'economia caratteristica dell'autotrasformatore non sussiste più.

Inoltre, gli impulsi di extracorrente all'atto della chiusura e dell'apertura del circuito raggiungono valori tali da rendere necessarie particolari caratteristiche di isolamento, talmente spinte da compromettere le dimensioni effettive.

In secondo luogo, dal momento che il primario ed il secondario sono tra loro in contatto diretto, non è possibile isolare elettricamente il circuito di utilizzazione da quello di alimentazione, come avviene invece con i trasformatori: tale isolamento è a volte opportuno perché, altrimenti, l'apparecchiatura alimentata risulta in contatto diretto con la rete così che le sue parti metalliche (chassis) possono essere pericolose da toccare.

Il campo di impiego degli autotrasformatori è piuttosto vasto: essi servono nei laboratori dove si progettano o si riparano apparecchiature elettroniche, per consentire il funzionamento di apparecchi funzionanti con una tensione di rete diversa da quella disponibile, o per compensare momentaneamente eventuali variazioni della tensione di rete, ecc.

Per quanto essi siano disponibili in commercio in una grande varietà di tipi e di caratteristiche, è certamente utile esporne il sistema di calcolo, così come abbiamo fatto nei confronti dei trasformatori di alimentazione.

Calcolo degli autotrasformatori

Come abbiamo precedentemente accennato, un autotrasformatore deve poter funzionare sia come elevatore di tensione che come riduttore. In ogni caso — però — esiste una caratteristica funzionale che resta costante: la potenza disponibile al secondario.

Una volta stabilita la potenza massima di cui si desidera disporre nel circuito secondario, è possibile effettuare rapidamente il calcolo della potenza di trasformazione, il cui valore serve per il dimensionamento del nucleo magnetico e — di conseguenza — dell'intero dispositivo.

Agli effetti pratici, possiamo considerare i due casi, e precisamente:

1) Autotrasformatore **elevatore di tensione.**

In questo caso la potenza di trasformazione è data da:

$$P_t = \text{Potenza di uscita} \left(1 - \frac{\text{Tensione di entrata}}{\text{Tensione di uscita}}\right)$$

2) Autotrasformatore **riduttore di tensione.**

In questo caso la potenza di trasformazione è data da:

$$P_t = \text{Potenza di uscita} \left(1 - \frac{\text{Tensione di entrata}}{\text{Tensione di uscita}}\right)$$

Come si è detto poc'anzi, la potenza di trasformazione è il valore che caratterizza l'autotrasformazione che si desidera costruire, in quanto è sulla sua base che vengono determinate le dimensioni del nucleo.

Dal momento che il rapporto $E_p : E_s$ nel primo caso, ed $E_s : E_p$ nel secondo è sempre — come vedremo — minore di 1, la potenza di trasformazione equivale sempre al prodotto tra la potenza di uscita (quella cioè che deve essere disponibile al secondario) ed un numero costituito dall'unità, dal quale viene però sottratto un numero inferiore all'unità.

Ne consegue che « P_t » è sempre inferiore alla potenza d'uscita, il che va a tutto vantaggio delle dimensioni di ingombro, e — per riflesso — del peso e del costo.

Incidentalmente, è opportuno rilevare che, se ammettiamo che il peso del rame necessario per la realizzazione di un dato avvolgimento sia sproporzionale al prodotto tra il numero delle spire ed il valore di intensità della corrente che circola in esse, il rapporto tra tale prodotto in un autotrasformatore, e quello relativo al numero di spire ed alla corrente nei confronti di un trasformatore che consenta le medesime prestazioni, mette in evidenza il già citato vantaggio economico consentito dall'autotrasformatore.

Agli effetti pratici di calcolo, occorre rilevare che — normalmente — un autotrasformatore deve poter funzionare a seconda delle esigenze, sia come elevatore che come riduttore.

In tal caso la potenza massima in gioco, e quindi la relativa sezione del nucleo, devono essere calcolate rispetto alla massima dissipazione.

In tali condizioni, allorché l'autotrasformatore verrà usato come riduttore di tensione (massima dissipazione), le caratteristiche dimensionali saranno normali. Viceversa, allorché verrà usato come elevatore (minima dissipazione), le caratteristiche del nucleo saranno ancora più vantaggiose in quanto addirittura in eccesso rispetto a quelle effettivamente necessarie.

Esistono tuttavia dei casi — come vedremo negli esempi richiamati nel seguito — in cui l'impiego deve essere solo come elevatore. In questo caso il calcolo può, essere effettuato, ovviamente, col solo riferimento alla dissipazione minima.

Esempi di costruzione

Anche nel calcolo di un autotrasformatore, come in quello di un trasformatore di alimentazione visto a suo tempo, in fase di progetto è necessario stabilire i seguenti elementi: **1)** La potenza in gioco. **2)** La sezione del nucleo. **3)** La sezione del filo di rame. **4)** Il fattore spire per volt. **5)** Le dimensioni dei lamierini.

Come si è detto, nell'autotrasformatore non è più la potenza primaria o quella secondaria che determina le dimensioni del nucleo, bensì la potenza di trasformazione.

Per meglio chiarire l'intero procedimento di calcolo, ricorriamo anche qui a qualche esempio pratico che esporremo di seguito.

Supponiamo di dover calcolare un autotrasformatore semplice, tale cioè da consentire, con una data tensione primaria, una data tensione secondaria con una definita intensità di corrente.

1° esempio

Supponiamo inoltre, che la tensione e la corrente necessarie nel circuito di carico siano rispettivamente di 125 volt, e di 4 ampère, e che la tensione di rete disponibile (tensione primaria da trasformare) ammonti a 220 volt.

Il caso è illustrato nella **figura 68 X**, dove si nota che:

V_p = 220 volt V_s = 125 volt I_s = 4 ampère

Specifichiamo che, in questo esempio, si tratta di realizzare un autotrasformatore che possa funzionare esclusivamente come riduttore di tensione, in quanto la tensione di uscita è minore di quella di entrata. Vedremo in seguito altri casi.

Determinazione della potenza di trasformazione: la potenza totale di uscita « P_u » è data — come ben sappiamo — dal prodotto tra la tensione e la corrente secondarie: nel nostro caso essa equivale a 125 × 4 = 500 voltampère.

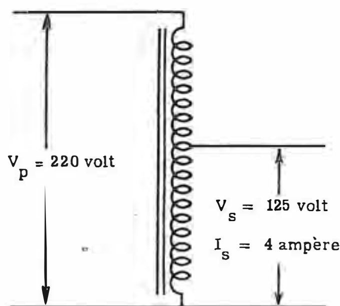


Fig. 68 X - Schema elettrico dell'autotrasformatore di cui viene esposto nel testo il procedimento di calcolo. Esso è previsto per l'applicazione di una tensione di alimentazione primaria (Vp) di 220 volt, e per una tensione secondaria di 125 volt con una corrente massima di 4 A. La potenza dissipabile in uscita ammonta a 500 voltampère.

Se si trattasse di un trasformatore dovremmo ricavare da questo valore la potenza primaria, e da questa la sezione del nucleo.

Viceversa, trattandosi di un autotrasformatore, dobbiamo determinare il valore della potenza trasformata, la quale è data da:

$$P_t = P_u \left(1 - \frac{V_s}{V_p}\right) = 500 \left(1 - \frac{125}{220}\right) = 500 \,(1 - 0{,}57)$$

da cui:

$$P_t = 500 \times 0{,}43 = 215 \text{ VA.}$$

Come si nota, la potenza di trasformazione è — in questo caso — inferiore alla metà della potenza totale.

Da ciò appare subito evidente che le dimensioni dell'autotrasformatore saranno alquanto inferiori a quelle di un trasformatore che consenta le medesime prestazioni.

Determinazione della sezione del nucleo: abbiamo già appresa la formula che consente il calcolo esatto della sezione netta del nucleo di un trasformatore.

Tale formula è altrettanto valida per gli autotrasformatori: tuttavia, volendo evitare il calcolo — peraltro assai semplice — possiamo servirci anche qui dell'abaco riportato a pagina 26 q.

Riferendoci dunque alla potenza trasformata di 215 voltampère, troviamo che per tale potenza la sezione netta del nucleo deve ammontare a 22 cm^2.

La sezione lorda corrispondente sarà pertanto di 24,5 cm^2 con lamierini da 0,35, oppure 25,5 cm^2 con lamierini da 0,5 mm di spessore.

L'autotrasformatore non è un dispositivo particolarmente delicato, ed il suo funzionamento non implica particolari esigenze: è quindi senz'altro consigliabile l'uso di lamierini da 0,5 mm.

Determinazione della sezione del conduttore: ovviamente, anche nel calcolo di un autotrasformatore, la sezione del filo da usare dipende dall'intensità della corrente che scorre nell'avvolgimento.

Essendo nota la corrente secondaria di 4 ampère (poiché tale è il valore che desideriamo ottenere), non resta che calcolare la corrente che circola effettivamente attraverso il circuito primario, o meglio attraverso la parte di avvolgimento che fa parte del circuito secondario.

Dalla nota relazione che dà la corrente dividendo la potenza per la tensione, possiamo ricavare il valore che desideriamo conoscere e regolarci in conformità.

Abbiamo visto, all'inizio di questo esempio di calcolo, che la potenza massima in gioco ammonta a 500 voltampère (pari a 4 × 125). Di conseguenza, la corrente primaria corrispondente a tale valore sarà pari al rapporto tra la potenza massima e la tensione primaria, ossia a 500 : 220 = 2,27 ampère.

Occorre però ricordare che, con una corrente del circuito di uscita pari a 4 ampère, in oppo-

sizione di fase rispetto alla corrente del circuito di entrata, nel tratto di avvolgimento comune ai due circuiti scorre in realtà una corrente effettiva pari alla differenza tra la maggiore e la minore.

La corrente primaria nel tratto comune sarà dunque pari a:

$$I_p = 4 - 2{,}27 = 1{,}73 \text{ ampère.}$$

A questo punto, noti i valori di corrente in gioco nei due tratti dell'intero avvolgimento, abbiamo tutti gli elementi necessari per stabilire la sezione del conduttore.

Se si considera una portata di 2,5 ampère per mm², come è d'uso comune negli autotrasformatori, onde consentire un uso prolungato senza introdurre coefficienti eccessivi di perdita per effetti termici, si ha che il diametro del conduttore è dato da:

$$\varnothing = 0{,}7\sqrt{\text{corrente}}$$

La corrente primaria ammonta a 2,27 ampère, di conseguenza la sezione del conduttore relativo sarà pari a:

$$\varnothing = 0{,}7\sqrt{2{,}27} = 0{,}7 \times 1{,}5 \text{ (circa)}$$

da cui:

$$\varnothing = 1{,}05 \text{ (che può essere arrotondato ad 1 mm).}$$

Nel tratto di avvolgimento comune ai due circuiti, tratto che costituisce l'intero secondario, scorre — come sappiamo — una corrente di 1,73 ampère. Il conduttore necessario per tale corrente, applicando la medesima formula, ha un diametro di 0,93 mm (che può essere arrotondato a 0,95).

Tali valori possono anche essere ricavati, con buona approssimazione, dalla apposita tabella 3 Q.

Determinazione del numero delle spire: come abbiamo visto per i trasformatori, anche in questo caso il numero delle spire è di importanza fondamentale agli effetti della densità di flusso che la corrente circolante crea internamente al nucleo, specie per il fatto che, mentre un numero di spire eccessivo diminuisce il rendimento, un numero insufficiente porta il nucleo stesso al punto di saturazione, con le note conseguenze.

Considereremo anche in questo caso — trattandosi sempre di lamierino in ferro al silicio — una densità di 10 000 linee per cm² (ossia 10 000 gauss).

Con tale presupposto, vale anche per gli autotrasformatori la formula secondo la quale il numero delle spire per volt è dato dal rapporto tra il numero fisso 45 e la sezione netta (che — nel nostro esempio — ammonta a 22 cm²).

Il fattore spire/volt sarà dunque pari a:

$$45 : 22 = 2 \text{ (circa).}$$

Per l'avvolgimento primario, ossia per l'intero avvolgimento, sottoposto alla tensione di 220 volt, necessiteranno dunque 220×2=440 spire.

Parte di questo avvolgimento — tuttavia — costituisce il secondario, e precisamente per un numero di spire pari a 125 × 2 = 250 spire.

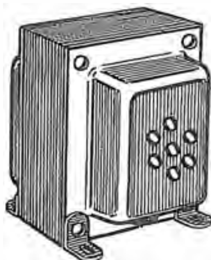


Fig. 69 X - L'autotrasformatore di cui all'esempio di calcolo, può presentarsi nella pratica come qui illustrato. Esso è assai simile ad un comune trasformatore se si esclude la presenza della serie di boccole su entrambe le calotte.

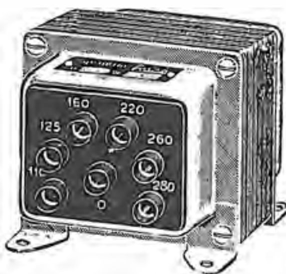


Fig. 70 X - Altra forma classica di autotrasformatore di piccola potenza. Questi tipi sono spesso impiegati in laboratorio per soddisfare le esigenze di alimentazione di apparecchi previsti per tensioni differenti.

Dal momento che la parte in comune è quella percorsa da una corrente di minore intensità, in fase di realizzazione avvolgeremo un totale di 250 spire con filo del diametro di 0,95 mm, alle quali faranno seguito 440 — 250 = 190 spire, avvolte invece con un filo da 1 mm.

Dimensioni dei lamierini: a questo punto non ci resta che valutare approssimativamente l'ingombro della sezione dell'avvolgimento, onde stabilire le caratteristiche esatte dei lamierini da utilizzare. Dalla tabella 3 Q apprendiamo che col filo smaltato da 0,95 mm possiamo avvolgere 86 spire per ogni cm² di sezione, mentre con filo da 1 mm le spire per cm² ammontano a 72.

Di conseguenza, l'ingombro delle due sezioni dell'avvolgimento sarà pari a:

$$250 : 86 = 2{,}9 \text{ cm}^2 \text{ circa}$$
$$190 : 72 = 2{,}6 \text{ cm}^2 \text{ circa}$$

per un totale approssimativo di 5,5 cm².

Questo numero — come sappiamo — esprime l'ingombro netto del solo rame costituente l'avvolgimento; ad esso andrà aggiunto l'ingombro determinato dagli strati di carta interposti, dalla presa praticata al termine del secondario, dallo spessore della carcassa sulla quale viene avvolto il conduttore, nonché da quello del materiale col quale l'avvolgimento finito verrà ricoperto esternamente.

Tutto ciò comporta un aumento approssimativo del 60% dell'ingombro netto, che pertanto diventa:

$$5{,}5 \text{ cm}^2 + 3{,}3 \text{ (pari al 60\% circa)} = 8{,}8 \text{ cm}^2.$$

Tale dovrà essere l'area della finestra del lamierino necessario per la realizzazione.

Non rimane pertanto che scegliere un lamierino che consenta di ottenere una superficie pressoché quadrata di 25,5 cm² (lorda), con una finestra di circa 8,8 cm².

2° esempio

Supponiamo ora di dover progettare un altro tipo di autotrasformatore, più complesso: ad esempio un tipo da laboratorio, che consenta cioè di disporre di varie tensioni di uscita, e — oppure — di applicare varie tensioni di entrata.

La potenza che suggeriamo per tale autotrasformatore è di 500 voltampère (sufficiente per alimentare diverse apparecchiature contemporaneamente), e le tensioni di funzionamento, sia primarie che secondarie, potranno essere le seguenti: 100, 110, 125, 140, 160, 220, 240, 260 e 280 volt.

La **figura 71 X** illustra la rappresentazione schematica di questo autotrasformatore, il quale — volendolo — potrà per praticità di impiego essere montato in una scatola munita di una manopola, di strumenti, e di prese di entrata, e di uscita. La manopola potrà azionare un commutatore opportunamente dimensionato, tale

cioè che i suoi contatti possano consentire il passaggio della massima corrente erogabile senza scaldarsi e senza apportare perdite per resistenza di contatto.

Per il collegamento alla tensione di rete disponibile si potrà adottare un cordone con spina da un lato e banana su di un conduttore dall'altro, mentre gli attacchi di uscita potranno essere collegati uno all'inizio dell'avvolgimento, ed uno al contatto rotante del commutatore. In tal modo la tensione d'uscita potrà essere variata mediante la sola rotazione della manopola isolata, senza costringere l'operatore a spostare banane o contatti mobili.

Supponiamo — come è logico — che questo dispositivo debba poter funzionare sia come elevatore di tensione che come riduttore, fornendo in uscita una tensione minima di 100 volt con 5 ampère, ed una tensione massima di 270 volt con 1,78 ampère circa, con tutti i valori intermedi.

Entrambi i prodotti tra la tensione e la corrente (nei due casi estremi) ammontano a 500. Di conseguenza, anhce le correnti relative alle varie tensioni intermedie avranno una intensità inversamente proporzionale alla tensione stessa.

Lo potenza massima d'uscita ammonta quindi a 500 voltampère in ogni caso.

Ripetiamo per questo secondo esempio l'intera procedura di calcolo. Ciò è opportuno in quanto sussistono notevoli differenze nei confronti dell'esempio precedente.

Determinazione della potenza di trasformazione: come si è detto, questo dispositivo deve poter funzionare sia come elevatore che come riduttore.

Applicando le due formule per il calcolo della potenza di trasformazione nei due casi estremi, abbiamo (arrotondando i decimali):

1) Funzionamento come elevatore.

$$P_t = 500\ (1 - \frac{100}{280}) = 500\ (1 - 0{,}35$$

$$= 500 \times 0{,}65 = 325 \text{ voltampère}$$

2) Funzionamento come riduttore.

$$P_t = 500\ (1 - \frac{100}{280}) = 325 \text{ voltampère}$$

Come si nota, in entrambi i casi estremi, quelli cioè in cui si ha la minima tensione di entrata con la massima tensione di uscita, oppure la massima tensione di entrata e la minima di uscita, la potenza di trasformazione (che costituisce la base per il dimensionamento del trasformatore) è sempre inferiore alla potenza effettiva di uscita che ammonta a 500 voltampère.

Se — con un po' di pazienza — applicassimo le formule per tutte le combinazioni possibili tra tensione di entrata e tensione di uscita, noteremmo che la potenza di trasformazione non è costante.

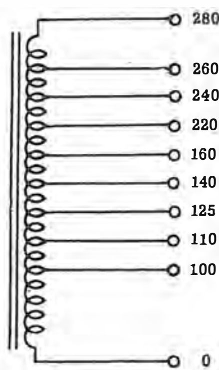


Fig. 71 X - Schema elettrico dell'autotrasformatore oggetto del secondo esempio di calcolo. Come si nota, sono con esso possibili tutte le tensioni di entrata tra 100 e 280 volt, e cioè: 100, 110, 125, 140, 160, 220, 240, 260, e 280 volt. La massima potenza effettiva dissipabile in uscita ammonta a 500 volt-ampère. Tale potenza è certamente sufficiente per alimentare diverse apparecchiature contemporaneamente.

Ad esempio, se entra una tensione di 160 volt, e si preleva in uscita la medesima tensione, è evidente che l'autotrasformatore non compie alcun lavoro, e viene perciò a trovarsi semplicemente in parallelo alla linea.

In tali condizioni — infatti — la potenza trasformata è data da:

$$P_t = 500\ (1 - \frac{160}{160}) = 1 - 1) =$$

$$= 500 \times 0 = 0 \text{ voltampère}$$

Questo è il caso limite relativo al valore minimo di P_t.

Per contro, se proviamo a calcolare P_t per 140 volt in entrata e 220 in uscita abbiamo:

$$P_t = 500\ (1 - \frac{140}{220}) = 500\ (1 - 0{,}635)\ \text{(circa)}$$

da cui: $P_t = 500 \times 0{,}365 = 182{,}5$ voltampère

In ogni caso, per qualunque combinazione, troveremo un valore di P_t inferiore a quello relativo ai due casi estremi precedentemente considerati.

Tuttavia, dal momento che può accadere di usare l'autotrasformatore in tali condizioni, dobbiamo calcolare la sezione del nucleo in rapporto ad esse.

Così facendo, nel caso che la potenza di trasformazione ammonti a 325 voltampère, il dispositivo risulterà opportunamente dimensionato, e, nei casi in cui verrà richiesta una potenza inferiore, le maggiori dimensioni del nucleo non saranno di alcun disturbo.

Determinazione della sezione del nucleo: dal solito abaco 1 Q, apprendiamo che, per una potenza di 325 voltampère, la sezione netta del nucleo ammonta a 27 cm^2, e che, con lamierini da 0,5 mm di spessore, la sezione lorda corrispondente è di 31,5 cm_t.

Determinazione della sezione del conduttore: la sezione del conduttore è — come ormai sappiamo — in relazione alla corrente che lo percorre.

Possiamo subito renderci conto dei valori massimi e minimi della corrente, riferiti ai casi estremi, e precisamente avremo:

1) per 100 volt entrata e 280 volt uscita elevatore):

$$I_{s\ max} = 500 : 280 = 1{,}78 \text{ ampère.}$$

2) per 280 volt entrata e 100 volt uscita (riduttore):

$$I_{s\ max} = 500 : 100 = 5{,}00 \text{ ampère.}$$

Osservando le **figure 72 X** e **73 X**, notiamo i valori delle varie correnti che possono percorrere, nei casi estremi, i tratti dell'intero avvolgimento, a seconda che l'autotrasformatore funzioni come riduttore (collegando in entrata 280 volt e prelevando in uscita le varie tensioni

disponibili a pieno carico di 500 watt), oppure come elevatore (collegando in entrata 100 volt e prelevando in uscita le varie tensioni disponibili, sempre a pieno carico).

Come riduttore, l'entrata è costantemente applicata tra l'inizio e la presa a 280 volt.

La corrente primaria minima è pari a 500 : 280 = 1,78. ampère.

Se in tali condizioni preleviamo in uscita 100 volt con 5 ampère, scorrerà una corrente di 1,78 ampère tra la presa a 280 volt e la presa a 100 volt, mentre tra questa e l'inizio dell'avvolgimento si avrà una corrente pari a 5 — 1,78 ampère, ossia di 3,22 ampère.

Se invece preleviamo una tensione di uscita di 110 volt, con una corrente di 500 : 110 = 4,54 ampère, avremo sempre una corrente primaria di 1,78 ampère, che — in tal caso scorrerà tra la presa a 280 volt e la presa a 110 volt, mentre nel tratto compreso tra 0 e 110 volt avremo una corrente pari a 4,54 — 1,78 = 2,76 ampère.

Risalendo in tal modo fino ad un'uscita di 140 volt, notiamo che la corrente primaria di 1,78 ampère scorrerà tra la presa a 280 volt e la presa a 140 volt, mentre tra l'inizio e la presa a 140 avremo una corrente di 500 : 3,57, e quindi 3,57 — 1,78 = 1,79 ampère.

Aumentando ulteriormente la tensione di uscita, e tenendo costante la tensione di entrata a 280 volt, troveremmo che i settori dell'avvolgimento compresi tra la presa a 140 volt e quella a 280 volt sono percorsi da correnti secondarie inferiori a 1,78 ampère.

Ciò nonostante, il conduttore usato non potrà essere più sottile in quanto, in tal caso, quando è richiesto il passaggio di una corrente di 1,78 ampère si avrebbe una dissipazione termica dovuta alla sezione insufficiente del conduttore.

Considerando invece il funzionamento come elevatore (figura 72 X), notiamo che, mantenendo una tensione di entrata costante di 100 volt tra l'inizio dell'avvolgimento e la presa relativa, e prelevando in uscita tutte le tensioni disponibili con le relative correnti a pieno carico, i vari settori dell'avvolgimento sono percorsi dalle correnti nel modo che ora vedremo.

Con una corrente primaria di 500 : 100 = 5 ampère, tra l'inizio e la presa a 100 volt la corrente effettiva (teorica) è pari a 0 ampère.

Prelevando invece una tensione di 110 volt, abbiamo una corrente secondaria di 500 : 4,54 ampère: tuttavia, nel tratto di avvolgimento comune al primario a 110 volt, la corrente di 5 ampère scorre con polarità opposta, per cui si ha una corrente residua di 5 — 4,54 = 0,46 ampère.

Di conseguenza, la corrente di 4,54 ampère dovrà scorrere soltanto nel tratto compreso tra le prese a 100 e 110 volt.

Aumentando progressivamente la tensione di uscita, abbiamo una corrente di 4,00 ampère tra 110 e 125 volt; 3,57 ampère tra 125 e 140; 3,12 ampère tra 140 e 160; 2,27 ampère tra 160 e 220; 2,08 ampère tra 220 e 240; 1,92 ampère tra 240 e 260, ed infine 1,78 ampère tra 260 e 280 volt.

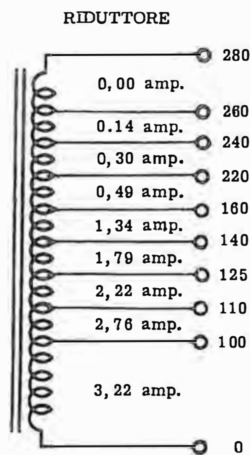


Fig. 72 X - Le intensità massime della corrente che scorre nei vari settori dell'avvolgimento, allorché l'autotrasformatore funziona come riduttore, iniziano da 3,22 ampère tra 0 e 100 volt, dopo di che diminuiscono progressivamente. Nel settore compreso tra 260 e 280 volt la corrente è teoricamente zero, in quanto non è riportata la corrente a vuoto I_0. Si noti che, funzionando come riduttore, l'entrata è costantemente applicata tra l'inizio e la presa a 280 volt e che la corrente primaria minima è pari a 500 : 280 = 1,78 ampère.

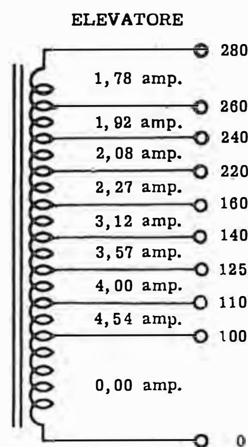


Fig. 73 X - Si noti che, allorché l'autotrasformatore funziona come elevatore, le correnti in giuoco sono di maggiore intensità. Anche in questo caso, nel tratto compreso tra 0 e 100 volt, non è riportata la corrente a vuoto I_0. I maggiori valori di corrente circolanti nei vari settori in questo secondo caso sono evidentemente quelli che occorre prendere in considerazione per consentire il funzionamento dell'autotrasformatore sia come elevatore (massima potenza) che come riduttore (minima potenza).

Le correnti circolanti nei vari settori in questo secondo caso sono evidentemente maggiori che non nel primo: ed appunto questi sono i valori da prendere in considerazione per consentire il funzionamento sia come elevatore che come riduttore.

In tal caso, usando l'autotrasformatore come elevatore di tensione, esso risulterà opportunamente dimensionato, e l'eccesso nella sezione del conduttore — se impiegato come riduttore — non arrecherà certo alcun inconveniente.

Naturalmente, i valori di corrente così calcolati potranno essere arrotondati opportunamente, per la scelta del conduttore: per maggior precisione, specifichiamo che il tratto compreso tra 0 e 100 volt (che può essere percorso da una corrente massima di 3,22 ampère) potrà essere da 1,4 mm di diametro (vedi tabella 3 Q): il tratto compreso tra 100 e 110 volt verrà avvolto con filo da 1,5 mm. Indi si proseguirà con filo da 1,4 mm fino a 125 volt, da 1,35 mm fino a 140, da 1,30 mm fino a 160, da 1,2 mm fino a 220, da 1 mm fino a 240, da 0,95 mm fino a 260, ed infine da 0,90 mm fino a 280 volt.

Si noti che il tratto compreso tra 0 e 100 volt non viene in nessun caso percorso da una corrente maggiore di 3,22 ampère, per cui può essere avvolto con filo più sottile che non il tratto immediatamente successivo. In seguito, il diametro del conduttore tende comunque a diminuire progressivamente.

Determinazione del numero delle spire: abbiamo già appreso ed applicato in varie occasioni il sistema di calcolo del fattore spire per volt. Nel nostro caso, disponendo di una sezione netta di 27 cm², il fattore spire per volt sarà dato da 45 : 27 = 1,66. Di conseguenza, in fase di realizzazione, l'avvolgimento verrà effettuato come segue:

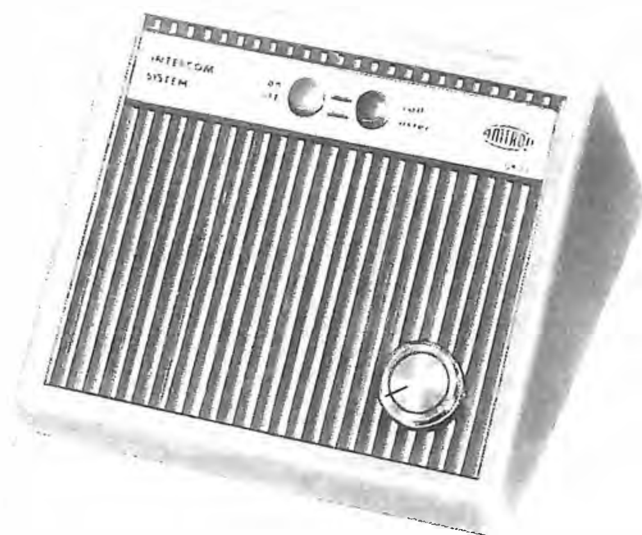
da 0 a 100 volt	. . 1,66×100=166 spire	- filo da 1,4 mm;
da 100 a 110 volt	. . 1,66= 10× 16 spire	- filo da 1,5 mm;
da 110 a 125 volt	. . 1,66× 15= 25 spire	- filo da 1,4 mm;
da 125 a 140 volt	. . 1,66× 15= 25 spire	- filo da 1,35 mm;
da 140 a 160 volt	. . 1,66× 20= 33 spire	- filo da 1,30 mm;
da 160 a 220 volt	. . 1,66× 60= 99 spire	- filo da 1,20 mm;
da 220 a 240 volt	. . 1,66× 20= 33 spire	- filo da 1,00 mm;
da 240 a 260 volt	. . 1,66× 20= 33 spire	- filo da 0,95 mm;
da 260 a 280 volt	. . 1,66× 20= 33 spire	- filo da 0,90 mm.

Dimensioni dei lamierini: siamo così giunti allo fase finale del calcolo.

Noti i numeri delle spire delle varie sezioni dell'avvolgimento, non resta che determinare l'ingombro netto del rame dividendo il numero totale delle spire avvolte con ogni tipo di conduttore per la densità di spire per cm² corrispondente, e sommare gli ingombri così ottenuti.

L'ingombro totale verrà poi moltiplicato per 1,7 (dato l'elevato numero di prese intermedie), il che consente di valutare l'ingombro totale lordo dell'intero avvolgimento. Ciò consentirà di stabilire l'area della finestra del lamierino.

Un interfonico ad onde convogliate



La necessità di comunicazione tra locali diversi dello stesso edificio è sentita in molti casi: molti « interfonici » richiedono però la posa di conduttori, il che rappresenta un'operazione non sempre agevole e comunque, costosa. Con questo apparecchio tale necessità non sussiste, non solo, ma è frequente anche la possibilità di stabilire collegamenti tra edifici diversi.

Il sistema di comunicazione che presentiamo consiste di due apparecchi che possono alternativamente funzionare da trasmettitore e da ricevitore a seconda che si prema o meno il tasto di cui sono dotati.

La linea di trasporto dell'informazione è **la stessa rete elettrica**, sulla quale viene inserita un'onda modulata dalla voce.

La portata del collegamento è condizionata dalla capacità della linea e dal prelievo della corrente dalla medesima fase. Comunque, si tratta di un comodo mezzo di collegamento nell'ambito di un appartamento, per quanto la sua portata possa estendersi anche a tutto un palazzo, oppure ad edifici adiacenti di una fabbrica, di una fattoria, eccetera.

Onde radio sulla rete

Forse non tutti sanno che il sistema di trasmissione dei messaggi sulle linee di trasporto dell'energia elettrica ha un'applicazione vastissima.

Molte centrali elettriche sono collegate tra di loro mediante sistemi ad onde convogliate. Questo apparecchio non fa altro che ripetere il funzionamento dei suddetti impianti di telecomunicazione, naturalmente con potenza e portata ridotte, ma con una realizzazione analoga nel principio.

La distribuzione monofase avviene prelevando la corrente tra una delle fasi ed il neutro; bisogna che le due prese siano ricavate dalla stessa fase.

Questa condizione si verifica con sicurezza — è ovvio — nell'interno di un singolo appartamento. È estremamente comodo non dover installare linee di conduttori appositi per collegare due locali per mezzo di un apparecchio interfonico.

Il problema dei collegamenti tra i vari locali di un appartamento, uffici, magazzini oppure tra le varie sezioni di una fabbrica, di una fattoria od altro, consiste nell'accertare che i due apparecchi interfonici siano inseriti nella medesima linea **controllata da un solo contatore**, altrimenti la comunicazione è quasi impossibile.

La trasmissione si effettua mediante una portante R.F. modulata dalla voce, mentre la ricezione avviene separando dalla portante la frequenza fonica.

La frequenza acustica così ottenuta viene introdotta in un amplificatore a bassa frequenza e quindi portata ad alimentare un altoparlante.

Lo stesso altoparlante (**figura 74 X**) serve da microfono in trasmissione e l'amplificatore di bassa frequenza serve da amplificatore di modulazione.

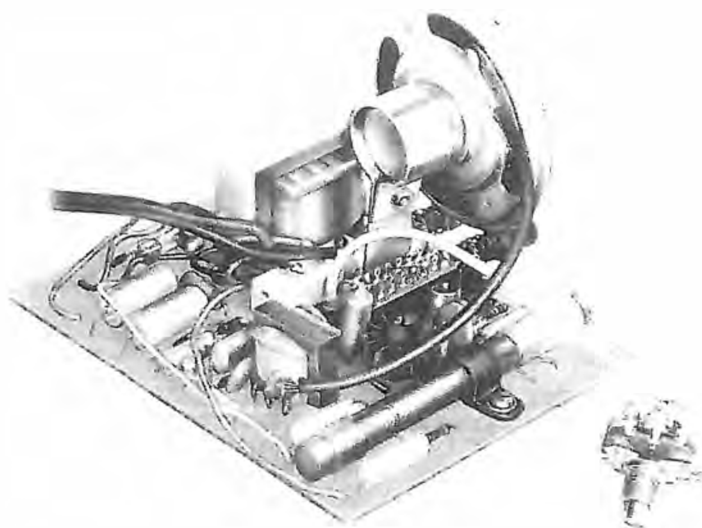


Fig. 74 X - Per contenere il montaggio in una custodia piccola e comoda come quella prescelta, occorre che i componenti siano collocati in maniera un po' compatta. Ciò porta alla necessità di una certa cura ed attenzione nell'esecuzione che, tuttavia, è pur sempre agevolata dalle chiare istruzioni e dalle diciture sovrastampate.

Esame dello schema elettrico

Per comprendere meglio il funzionamento dell'apparecchio descriveremo separatamente la disposizione come trasmettitore e quella come ricevitore.

Premendo il pulsante nero si portano in posizione di trasmissione le varie sezioni S1, S2, S4, S5, S6 di un unico commutatore multiplo (**figura 75 X**).

Come si vedono sullo schema, le posizioni delle sezioni del commutatore sono quelle della ricezione.

* * *

In posizione di trasmissione S1 chiude il circuito di collettore sul circuito oscillatorio formato da L1 e da C1.

Come si vede L1 è provvista di una presa centrale, per cui una sezione forma il carico dell'oscillatore (esso è definito di tipo Hartley) e l'altra forma l'avvolgimento di reazione che, portando parte del segnale di uscita all'entrata permette al circuito di intrattenere una oscillazione stabile la cui frequenza sarà quella di risonanza di L1 e di C1.

La modulazione avviene facendo variare l'ampiezza del segnale R.F. dell'oscillatore a ritmo del segnale modulante presente ai capi della resistenza di carico (R5 - 1 kΩ) del collettore di TR2, il quale funziona come stadio finale dell'amplificatore B.F. composto dai transistori TR4-TR3-TR2.

Il normale sistema di antenna e terra adottato per le trasmissioni via etere, viene qui sostituito da una bobina L2 che trasferisce la potenza di radiofrequenza modulata alla rete elettrica di alimentazione, mediante i due condensatori C60 e C65.

Nelle considerazioni analitiche sul circuito dell'oscillatore bisogna tenere conto che Tr1 è un PNP e quindi il lato comune di ritorno è il positivo, mentre Tr2 è un NPN e quindi il ritorno è il polo negativo.

L'elemento d'ingresso del modulatore (ossia il microfono) è l'altoparlante (in funzione rovesciata) che viene accoppiato, mediante un autotrasformatore per l'adattamento dell'impedenza, alla base del transistore Tr4 attraverso il condensatore elettrolitico C35.

Il condensatore C30, insieme al resistore di polarizzazione R60 fornisce un tasso di controreazione che agisce nel senso di limitare l'amplificazione delle frequenze più alte.

Il transistore del secondo stadio, Tr3, è montato in collettore comune e quindi fornisce esclusivamente un guadagno in corrente, abbassando nel contempo l'impedenza di trasferimento, con vantaggio per la staiblità del funzionamento.

L'accoppiamento tra i vari stadi è del tipo a resistenza e capacità con correzione della risposta alle alte frequenze.

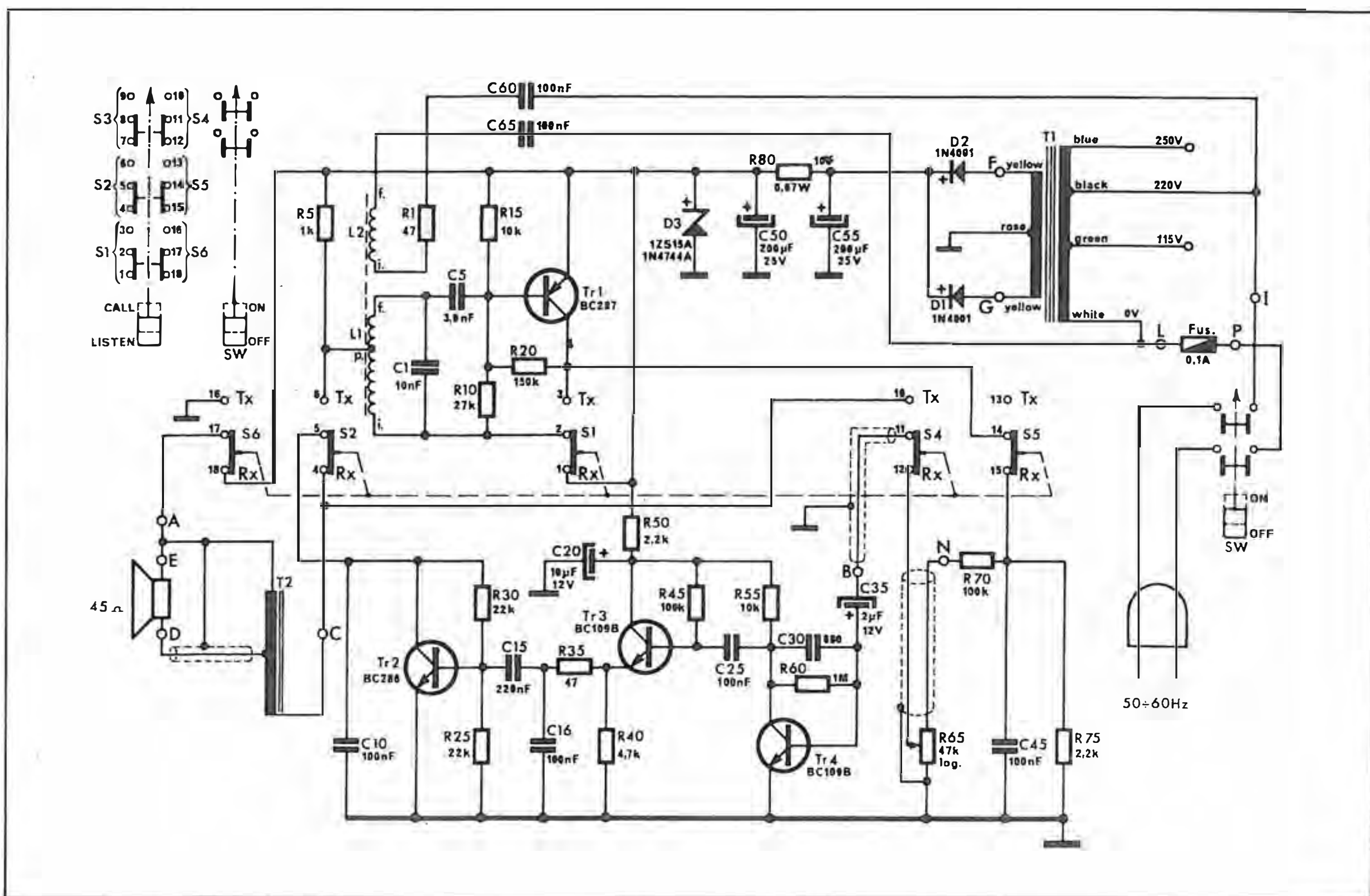


Fig. 75 X - Lo schema (se il pulsante del commutatore multiplo è su TX) è quello di un trasmettitore con Tr1 come generatore e Tr2 come modulatore. In posizione RX invece, Tr1 agisce da rivelatore e Tr2 da amplificatore finale per l'altoparlante. Tr3 e Tr4 sono stadi amplificatori (sempre in B.F.) che pilotano sempre Tr2. La tensione (raddrizzata) d'alimentazione è, dopo il filtraggio, di 13,8 volt.

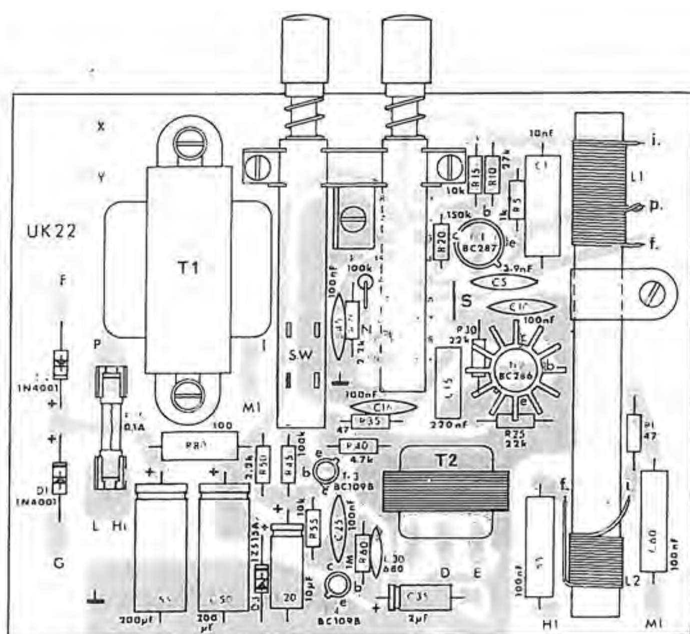


Fig. 76 X - **Disposizione delle parti sul circuito stampato. I componenti vengono collocati seguendo le dettagliate istruzioni che accompagnano il materiale fornito nel suo assieme dalla Amtron con la sigla UK 22.**

Il terzo stadio ha la funzione, come abbiamo già detto, di modulare in ampiezza il segnale dell'oscillatore TR1.

C10 taglia buona parte dei fruscii e dei disturbi.

Quando il pulsante nero viene rilasciato, il commutatore si dispone come indicato nello schema di figura

Il carico del transistore Tr1 è ora formato dal gruppo R75, C45.

Da questo carico una quota parte del segnale rivelato da TR1 viene prelevata per il successivo amplificatore di bassa frequenza dal cursore del regolatore di volume R65.

La polarizzazione positiva della base di Tr1 viene modificata in modo che il transistore possa funzionare come rivelatore.

Il segnale a radiofrequenza che arriva dalla rete elettrica, mediante C60 e C65, viene indotto tramite L2 su L1 che ora funziona esclusivamente come circuito accordato, insieme a C1.

L'amplificatore di bassa frequenza a tre stadi formatò da Tr4, Tr3, Tr2, nell'ordine, funziona ora nella sua naturale destinazione.

La differenza rispetto al caso precedente è che ora il carico di Tr2 è il gruppo formato dall'autotrasformatore T2 e dall'altoparlante.

La stabilità dello stadio è assicurata dal fatto che il resistore R30 del primo braccio del partitore di polarizzazione è prelevata sul lato caldo del carico e quindi fornisce un notevole tasso di controreazione.

Alimentazione

L'alimentazione è prelevata dalla stessa rete elettrica che serve come veicolo dell'informazione.

Attraverso un interruttore generale bipolare (SW) ed un fusibile, si passa al trasformatore di alimentazione T1, il primario del quale è previsto per tre tensioni diverse.

Il secondario alimenta un gruppo raddrizzatore in controfase formato dai due diodi D1 e D2. Si passa quindi ad un circuito di filtro C55, R80, C50. La tensione viene quindi stabilizzata da un diodo Zener D3.

Questo Zener è stato messo in circuito per assorbire le variazioni di tensione dovute al differente assorbimento di corrente che si ha in trasmissione rispetto a quello in ricezione.

Struttura e comandi

Tutta l'apparecchiatura è disposta in un elegante contenitore in plastica antiurto, adatto ad essere appoggiato su un piano.

Il circuito elettrico è disposto su circuito stampato (**figura 76 X**), ad esclusione del potenziometro di volume.

I comandi sono ridotti al minimo e consistono in un interruttore generale di rete (rosso), nel pulsante parla-ascolta (nero), nel regolatore di volume di ascolto.

Per facilitare il compito di chi si prepara ad eseguire il montaggio di questo apparecchio, che risulta di una certa complessità, anche se privo di difficoltà eccessive, pubblichiamo le **figure 77, 78** e **79 X**, che offrono una chiara indicazione della struttura e dell'assieme.

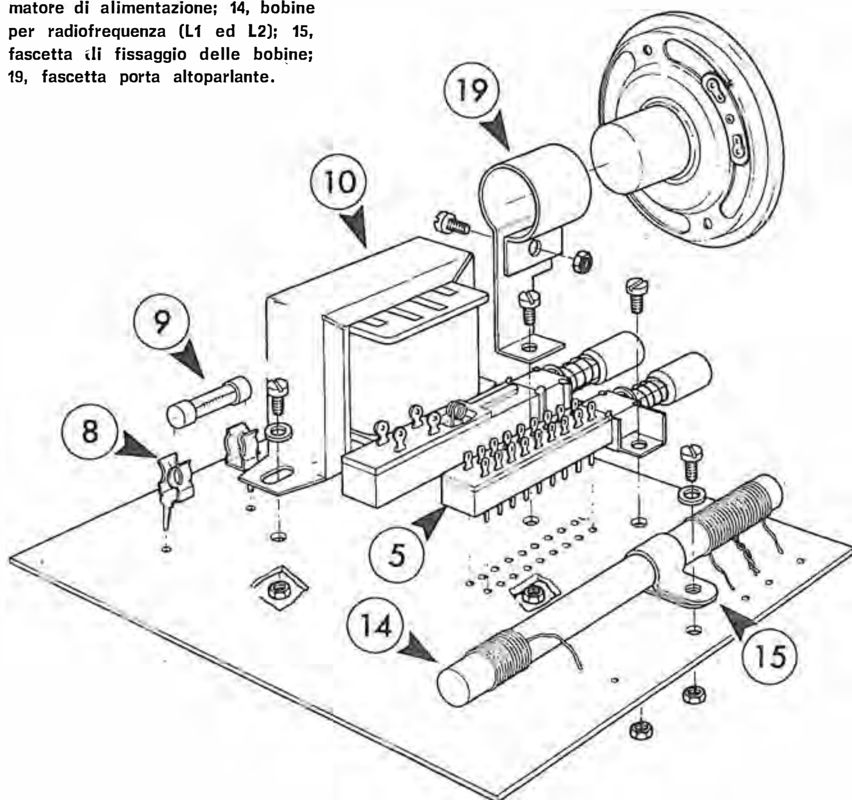


Fig. 77 X - **Le singole parti sono indicate nella loro posizione in corrispondenza del circuito stampato, prima dell'inserzione e del fissaggio. 5 è il commutatore trasmissione/ricezione; 8, clip portafusibile e 9, cartuccia fusibile; 10 è il trasformatore di alimentazione; 14, bobine per radiofrequenza (L1 ed L2); 15, fascetta di fissaggio delle bobine; 19, fascetta porta altoparlante.**

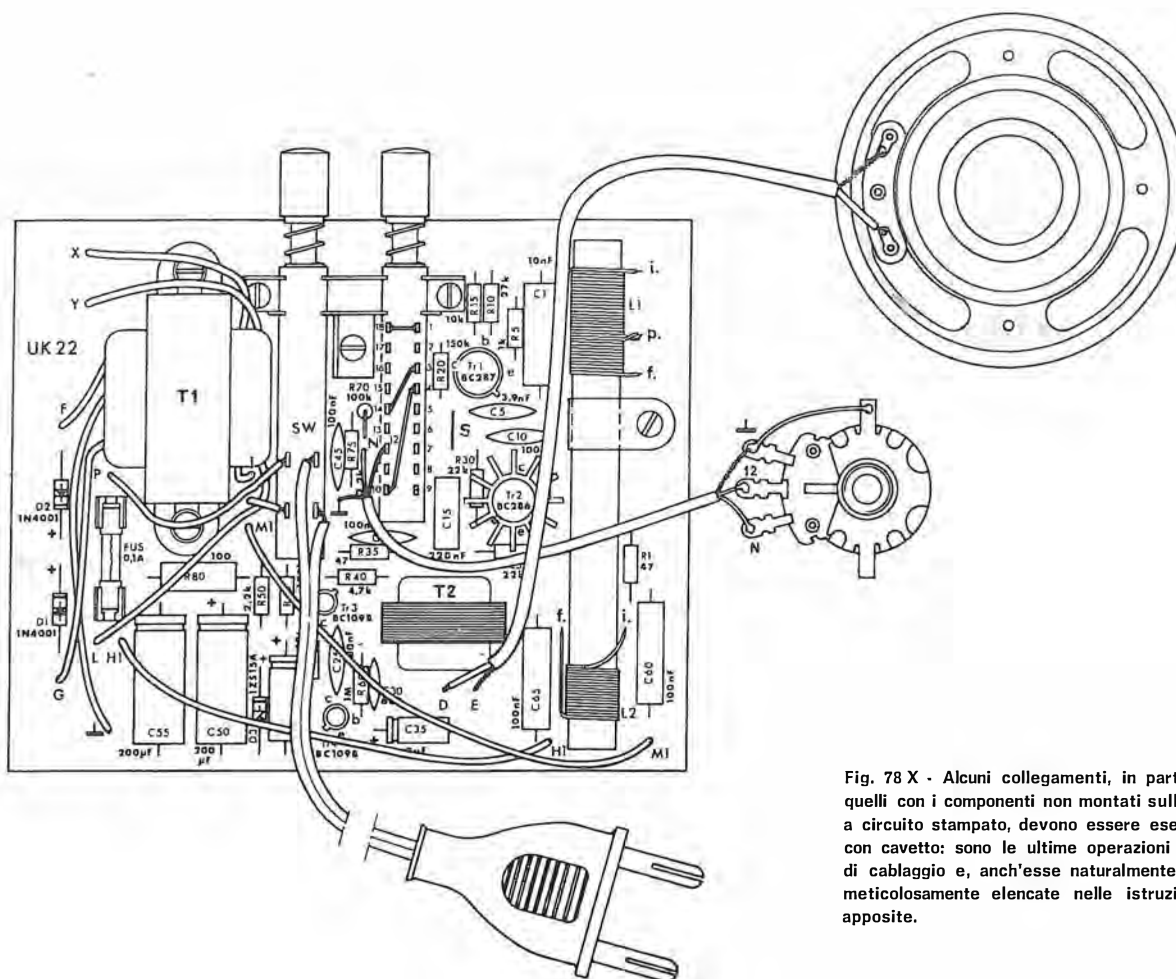


Fig. 78 X - Alcuni collegamenti, in particolare quelli con i componenti non montati sulla piastra a circuito stampato, devono essere eseguiti con cavetto: sono le ultime operazioni di cablaggio e, anch'esse naturalmente sono meticolosamente elencate nelle istruzioni apposite.

Funzionamento

Siccome il circuito non prevede regolazioni e tarature, il complesso deve funzionare non appena connesso alla rete elettrica nei due punti che devono essere collegati.

Premere il pulsante nero per parlare.

Verificare sempre che la tensione della rete corrisponda a quella per la quale si è effettuato il collegamento.

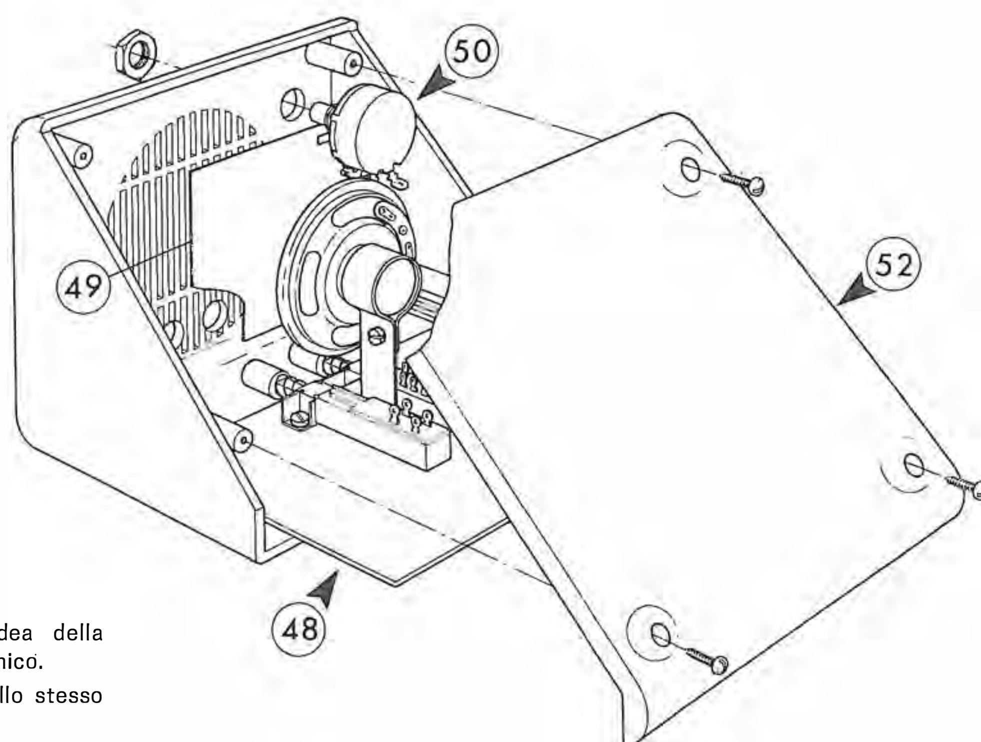


Fig. 79 X - A telaietto terminato (48) resta l'operazione di introduzione nella custodia. Davanti all'altoparlante va preventivamente collocata una reticella di protezione (49). Si fissa poi il potenziometro di volume (50) e finalmente si chiude la cassettina, applicando il fondello (52).

Opportuni esperimenti daranno l'idea della portata e delle limitazioni dell'interfonico.

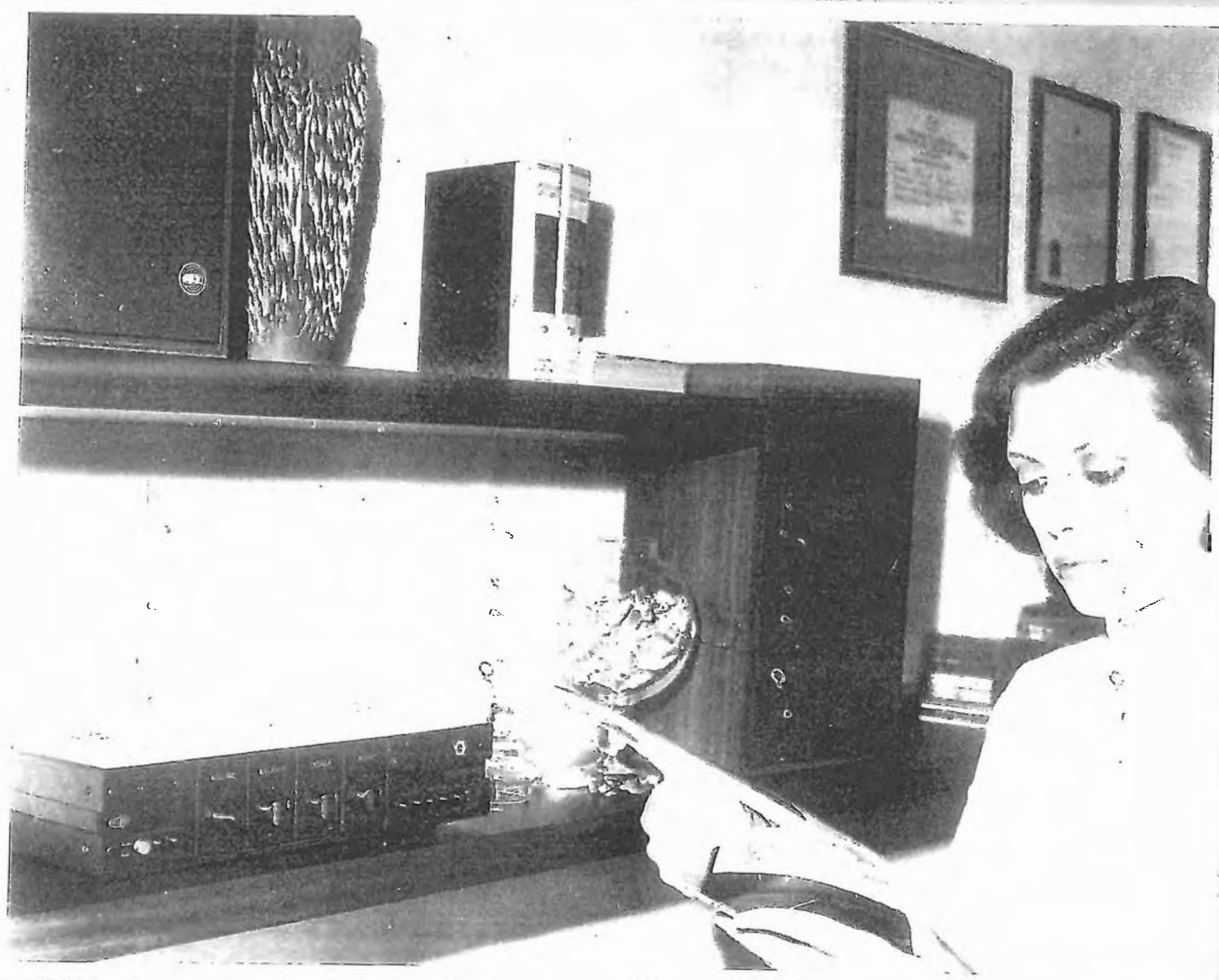
Per la prova collegare due locali dello stesso appartamento.

L'ELETTRONICA

IN 30 LEZIONI - TEORIA E PRATICA

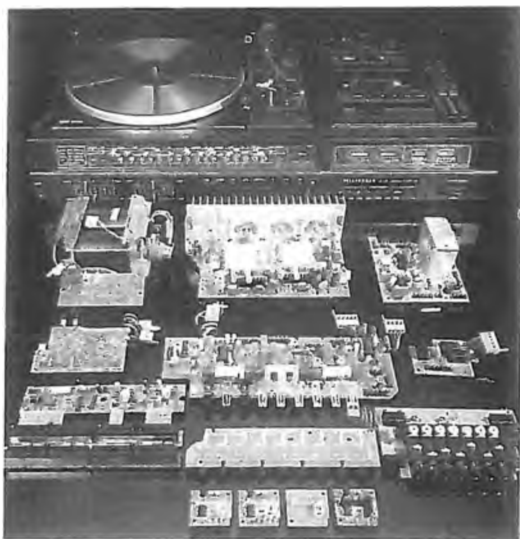
Alta fedeltà

20



RADIO - TRANSISTORI - CIRCUITI INTEGRATI - Hi-Fi - ANTENNE - TRASMISSIONE - APPLICAZIONI VARIE

Rivista culturale per la formazione professionale - esce il 10 - 20 - 30 di ogni mese - sped. in abb. postale 3° Gr. - — 70 % - L. 850



Alta fedeltà

Questo settore dell'elettronica si è sviluppato in pochi anni in modo così ampio e vistoso che ne è derivato, accanto ad un indiscutibile progresso, anche un certo senso di disorientamento da parte del pubblico-utente, non solo, ma anche da parte del tecnico amatore.

I prodotti oggi offerti sono in numero imponente: la pubblicità non abbandona mai un articolo destinato ad un vasto mercato e, purtroppo, non tutti gli argomenti ed i pregi vantati hanno un fondamento tecnico o, quanto meno rappresentano innovazioni di reale utilità.

È sintomatico il fatto che al termine « alta fedeltà » non possa in realtà essere data una definizione di rigore scientifico. Nell'espressione commerciale corrente ciò che era « alta fedeltà » qualche anno addietro non lo è più oggi... Così, in una simile prospettiva, si assiste ad una incessante gara nell'offerta di una sempre maggiore potenza, a confronti di responso e di peso — ad esempio — delle testine dei giradischi con apprezzamento del decimo di grammo, al vanto di un complesso, sempre per usare le parole della pubblicità, che « garantisce la ricezione perfetta di una vastissima gamma di volumi: dal volo di una zanzara, ad un sospiro, al frastuono di un treno in corsa »...

Abbiamo voluto fare questa breve premessa per sottolineare che — soddisfatte alcune norme tecniche, elaborate e definite più che altro per i singoli componenti sui mercati più seri (ad esempio, norme DIN in Germania) — il risultato diventa in seguito espressione di un fattore soggettivo, riferito inoltre alla condizione di ambiente, di cultura musicale, di età e persino di suggestione.

Coerentemente a quanto ora detto, la trattazione dell'argomento su queste pagine non rifletterà perciò, quelle analisi esasperate tipiche dei « banchi di prova » che sono, secondo noi, una forma molto opinabile di esame, tendente più che altro ad un agonismo assai spesso mal posto: in altre parole, al vanto e all'enunciazione di caratteristiche la presenza delle quali lascia il tempo che trova...

Ciò non vuol dire certo, sia ben chiaro, che le misure sugli amplificatori siano inutili: può voler dire però che, a misure eseguite, un amplificatore con banda passante più limitata di un altro, oppure con tasso di distorsione un po' più alto, o ancora, caratterizzato da una potenza inferiore, risulta prescelto e preferibile — a impianto realizzato — all'eventuale concorrente vincitore, sulla carta. Il giudizio più valido è, e resta sempre, quello del proprio orecchio e, se non agiscono suggestioni di preconcetto, si constata che non poche volte questo giudizio non coincide con quello espresso dai diagrammi e dalle curve.

Il nemico N°1: la distorsione

È noto che per « fedeltà » di un amplificatore o — meglio — di un complesso riproduttore di Bassa Frequenza, si intende la sua maggiore o minore attitudine a riprodurre, all'uscita, un segnale (amplificato) che corrisponda esattamente nel suo andamento e nella sua forma a quello applicato all'entrata. Se questa fedeltà non si verifica, si dice che l'amplificatore **distorce.**

Studiando le forme d'onda, abbiamo visto che l'andamento del segnale elettrico — derivante, ad esempio, tramite un microfono, da un suono qualsiasi — dipende dal contenuto di armoniche, ossia dall'ampiezza e dalla fase relativa alle diverse componenti sinusoidali presenti nel segnale.

Ogni dispositivo che altera queste relazioni di ampiezza e di fase, apporta delle distorsioni.

Un altro tipo di distorsione è quello che viene introdotto da dispositivi che, alla tensione del segnale presente all'ingresso, aggiungono segnali parassiti i quali modificano il contenuto di armoniche, e quindi alterano la forma d'onda.

In sintesi, le distorsioni che un amplificatore può introdurre si possono dividere in 4 categorie:

1) distorsioni di frequenza,
2) distorsioni di fase,
3) distorsioni di ampiezza,
4) distorsioni di intermodulazione.

I primi due tipi si manifestano quando il guadagno dell'amplificatore non è uniforme alle diverse frequenze.

Queste variazioni nel guadagno, sono in gran parte determinate dai circuiti di accoppiamento tra i diversi stadi. È proprio per questo che gli accoppiamenti a resistenza-capacità sono preferibili a quelli a trasformatore, in quanto trasferiscono più uniformemente le diverse frequenze ed è anche per questo che il tipo ideale di accoppiamento è quello « diretto » (senza interposizione di organi).

Le due citate distorsioni non sono presenti se il segnale in ingresso è composto da un'unica sinusoide perché, in tal caso la frequenza del segnale. Nel caso della distorsione di ampiezza, è l'amplificatore stesso che introduce frequenze spurie, così da distorcere anche un

segnale che, all'ingresso, sia perfettamente sinusoidale. Ciò vale, sebbene in modo diverso, anche nel caso della distorsione per intermodulazione.

Esaminiamo ora, in modo un po' più analitico, le diverse forme di distorsione di cui si è detto.

Distorsione di frequenza

Questo tipo di distorsione si verifica quando alcune delle frequenze componenti un segnale complesso vengono amplificate in modo maggiore delle altre.

La **figura 1 Y** mostra, a titolo di esempio, come la distorsione di frequenza può alterare la forma d'onda di un segnale costituito da una fondamentale e dalla sua terza armonica. A sinistra della figura, vediamo la forma d'onda del segnale così come esso si presenta all'entrata, e l'ampiezza relativa delle due componenti; a destra, vediamo invece l'ampiezza delle due componenti rilevate all'uscita dell'amplificatore ed il segnale complessivo chè ne risulta.

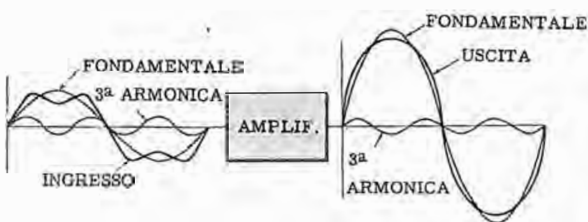


Fig. 1 Y - Distorsione della forma d'onda di un segnale dovuta alla terza armonica. A sinistra è rappresentato il segnale entrante (« ingresso ») derivante dalla combinazione della terza armonica con la fondamentale (anch'esse raffigurate singolarmente). A destra la forma d'onda del segnale amplificato (« uscita »), e, per rendere più chiaro il concetto, singolarmente anche la terza armonica e la fondamentale.

Per spiegare chiaramente il fenomeno occorre prendere in considerazione la « curva di responso » dell'amplificatore. Un esempio di tale curva è rappresentato alla **figura 2 Y**; in ascisse, è riportata la frequenza del segnale, su scala logaritmica, mentre in ordinate è riportato il relativo livello di uscita, a parità di tensione del segnale di entrata.

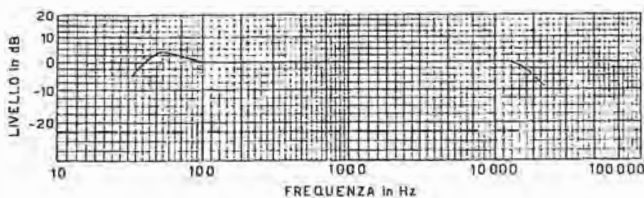


Fig. 2 Y - Curva di responso di un amplificatore di ottima qualità. Responso uniforme tra 50 e 12 000 Hz. Detta amplificazione non può essere considerata uniforme anche per le armoniche delle frequenze più elevate; ad esempio, la seconda armonica di 10 kHz (20 kHz) cade al di fuori della parte rettilinea, e subisce forte attenuazione.

Come si può notare, al di sotto della frequenza di 50 Hz — come pure al di sopra della frequenza di 12 000 Hz — il livello d'uscita diminuisce rapidamente. Il tratto di curva compreso da tali frequenze è invece evidentemente lineare.

Nel caso della curva di risposta della figura si potrebbe pensare che « tutti » i segnali la cui frequenza è compresa tra 50 e 12 000 Hz vengano amplificati uniformemente. Ciò è invece vero solo nel caso dei segnali « sinusoidali ».

Può capitare, con segnali complessi — che, come sappiamo comprendono un certo numero di armoniche di ordine superiore — che, mentre la frequenza fondamentale è compresa nel tratto lineare della curva di responso (banda passante), le armoniche superiori siano invece esterne, in modo tale da subire, loro, una certa attenuazione.

Se riprendiamo l'esempio della figura 1 Y, ove il segnale applicato all'entrata è costituito da due sole oscillazioni — la fondamentale e la terza armonica — e supponiamo che le rispettive frequenze di tali segnali siano di 6 000 (e quindi 18 000) Hz, posto che la curva di responso sia quella di figura 2 Y, vediamo che, mentre la fondamentale è compresa nella banda passante — e quindi viene amplificata in modo normale — la terza armonica è ad essa esterna e quindi viene amplificata in misura inferiore.

Questo fenomeno è chiaramente visibile confrontando fra loro le ampiezze relative della prima e della terza armonica, all'entrata ed all'uscita dell'amplificatore.

L'alterazione di tale rapporto determina, nel segnale risultante, un'evidente distorsione.

Abbiamo già visto che i segnali corrispondenti ai suoni provenienti da strumenti musicali o da voci umane, sono, in realtà, molto complessi, e comprendono armoniche di ordine anche molto elevato.

È per questa ragione che è auspicabile che la banda passante di un amplificatore per frequenze acustiche sia il più possibile ampia, in modo da consentire la ripetizione lineare della maggior parte delle armoniche superiori. Fortunatamente — ci è noto — più è elevato l'ordine dell'armonica, più diminuisce la sua ampiezza, per cui si possono trascurare, anche ai fini di un'ottima riproduzione, le armoniche d'ordine superiore a 10.

Naturalmente, anche il limite inferiore della banda passante ha un'importanza notevole, poiché determina la minima frequenza fondamentale che è possibile riprodurre senza distorsioni.

Un buon amplificatore deve poter riprodurre linearmente le frequenze fino ad almeno 40 Hz, affinché non vengano attenuate le note più basse di molti strumenti musicali, che spesso raggiungono tale limite.

Distorsioni di fase

Quando i segnali passano attraverso un circuito di amplificazione vengono sempre « ritardati », ossia distorti nella fase.

Questo ritardo, o sfasamento, dipende — in parte — dalla loro frequenza, poiché, oltre che dai dispositivi attivi (transistori o valvole) che, in linea di massima determinano un ritardo di fase costante a tutte le frequenze, esso viene determinato dalle reti di accoppiamento interstadio, formate soprattutto da reattanze che, ovviamente, si comportano in modo diverso a seconda della frequenza.

Quando il segnale amplificato è costituito da una semplice sinusoide non si ha distorsione, poiché la forma d'onda del segnale di uscita risulta, anche se ritardata, eguale a quella della tensione di ingresso. Nel caso, invece, che il segnale sia complesso, la tensione d'uscita avrà la medesima forma della tensione di ingresso solo nel caso in cui le diverse frequenze delle armoniche componenti siano ritardate « tutte » di una quantità costante.

In altre parole, non si verifica distorsione solo nel caso in cui gli angoli di fase relativi tra i diversi segnali costituenti la tensione di ingresso risultano alterati in modo proporzionale alla frequenza, vale a dire, quando gli angoli di fase relativi delle armoniche non risultano spostati di fase rispetto alla frequenza fondamentale.

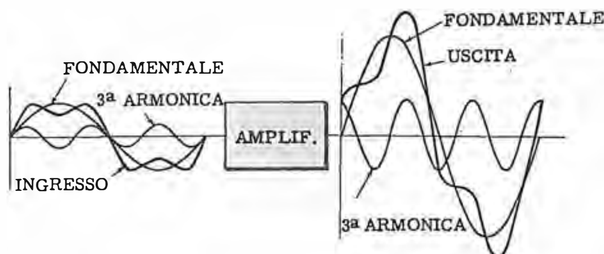


Fig. 3 Y - Trasformazione della forma d'onda in seguito a passaggio attraverso uno stadio introducente distorsione di fase. A sinistra, la frequenza fondamentale e la sua terza armonica. L'amplificatore introduce uno sfasamento di 90° sulla sola armonica, dal che deriva la forma d'onda del segnale d'uscita (a destra), alquanto diversa dall'entrata.

In realtà, quando si applicano all'ingresso di un amplificatore forme d'onda complesse, ogni frequenza componente può venire spostata di fase di un angolo non proporzionale alla frequenza, in modo tale che la forma d'onda presente all'uscita non è più una fedele riproduzione di quella presente all'entrata.

La **figura 3 Y** mostra la trasformazione che avviene in un segnale quando viene amplificato da un circuito introducente una distorsione di fase.

Per semplicità, supponiamo che il segnale di ingresso sia costituito esclusivamente da una fondamentale e dalla terza armonica. Supponiamo, inoltre, che entrambe siano comprese nella banda passante dell'amplificatore, in modo tale da venire amplificate in pari modo.

In queste condizioni, le ampiezze relative delle due oscillazioni non variano, e non si ha distorsione di frequenza. Però, la fase della terza armonica viene spostata di 90° rispetto alla fondamentale, come si può notare esaminando i segnali presenti all'uscita dell'amplificatore. Da tale esame si può altresì rilevare che la forma d'onda di uscita risultante è notevolmente diversa da quella d'entrata.

in pratica, la distorsione di frequenza e la distorsione di fase si hanno, quasi invariabilmente, l'una insieme all'altra: nelle figure 1 Y e 3 Y, le abbiamo suddivise esclusivamente per rendere più chiaro il principio secondo il quale i due tipi di distorsione hanno origine, e abbiamo considerato il caso di un segnale particolarmente semplice.

In realtà, si ha sempre a che fare con segnali molto compositi, formati da un elevato numero di armoniche; ogni armonica subisce una determinata distorsione di frequenza e di fase, e quindi lo studio del fenomeno è molto più complesso di quello da noi esemplificato.

Allo scopo di diminuire il più possibile la distorsione di fase, occorre progettare con particolare cura i circuiti di accoppiamento tra uno stadio e l'altro.

Distorsione di ampiezza

Se uno stadio amplificatore lavora in un tratto « non lineare » della caratteristica del dispositivo attivo, un cambiamento istantaneo nella tensione all'elettrodo d'entrata (ad esempio alla base) determinato dal segnale presente all'ingresso, provoca un cambiamento istantaneo nella corrente dell'elettrodo d'uscita (ad esempio, collettore) **non direttamente proporzionale**, e ciò appunto perché il funzionamento si verifica nel tratto « non » rettilineo.

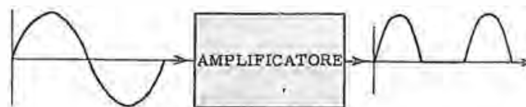


Fig. 4 Y - Segnali di ingresso (a sinistra) e di uscita (a destra), di un amplificatore in classe B non sovraccaricato. Lo stadio si comporta come un rettificatore; infatti, le semionde negative vengono soppresse. Essendo lo stadio abbinato ad un altro stadio ad esso in controfase, viene resa disponibile anche l'altra semionda ed i due segnali si integrano a vicenda in uscita.

Ne risulta quindi, una distorsione che viene detta « distorsione di ampiezza » o anche « di non linearità ». In questo caso l'amplificatore, distorcendo la forma d'onda del segnale, genera particolari componenti armonici, che compaiono in uscita, in aggiunta a quelli presenti all'entrata.

La distorsione di ampiezza si verifica solo in lieve misura negli amplificatori in classe A. Essa è invece sempre presente negli amplificatori in classe B e C.

Consideriamo, ad esempio, un segnale sinusoidale applicato all'ingresso di un amplificatore in classe B, e supponiamo, per di più, che l'ampiezza di segnale sia tale da sovraccaricare lo stadio.

Alla **figura 4 Y** è indicato il segnale di entrata e di uscita nel caso di un amplificatore in classe B non sovraccaricato.

Se, tuttavia, l'ampiezza del segnale di entrata è tale da superare il tratto caratteristico rettilineo anche verso il lato positivo, si ottiene una distorsione anche nelle alternanze positive. Il fenomeno è rappresentato alla **figura 5 Y.**

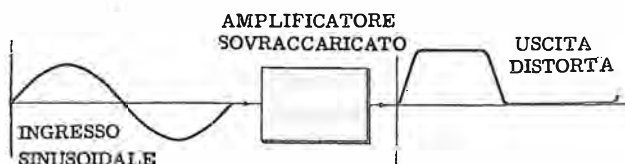


Fig. 5 Y - Se l'amplificatore viene sovraccaricato esso non lavora più nel tratto rettilineo del transistore o della valvola e la forma d'onda in uscita è molto deformata.

Al di sotto della soglia di interdizione, la corrente che attraversa l'elemento attivo si riduce a zero, indipendentemente dalla tensione di polarizzazione; analogamente, al di sopra del punto di saturazione, la corrente non aumenta più, indipendentemente dalla tensione di polarizzazione.

Tale tipo di distorsione viene spesso ottenuto di proposito per generare forme d'onda speciali, utili in varie applicazioni dell'elettronica.

Le nuove frequenze introdotte dall'amplificatore in classe B sovraccaricato della figura 5 Y, sono rappresentate dalla **figura 6 Y.**

La distorsione di ampiezza non si verifica solo se il segnale applicato è tale da far lavorare il transistore o la valvola al di sotto della soglia di interdizione o al di sopra del punto di saturazione. È sufficiente che, anche per un piccolo intervallo di tempo, corrispondente al picco del segnale, questo elemento lavori in un punto in cui la sua curva caratteristica non è rettilinea perché il fenomeno si manifesti. Anche in quest'ultimo caso si introducono nuove frequenze, con particolare riguardo alla seconda armonica di ogni frequenza di entrata.

Il miglior metodo per ridurre la distorsione di ampiezza consiste nel far lavorare — ove possibile — tutti gli stadi in classe A, assicurandosi di non applicare mai al loro ingresso segnali capaci di sovraccaricarli. Si lavorerà così sempre, sul solo tratto rettilineo della caratteristica.

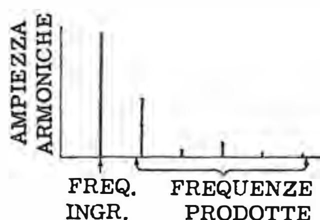


Fig. 6 Y - La distorsione d'ampiezza (sovraccarico) dà luogo alla formazione, da parte dell'elemento attivo, di frequenze armoniche del segnale entrante; esse si sommano al segnale entrante e lo modificano.

Distorsione di intermodulazione

Un segnale complesso contiene, ovviamente, almeno due frequenze componenti. Se tale segnale è applicato all'ingresso di un amplificatore funzionante su un qualsiasi tratto non rettilineo della sua caratteristica, si ha come risultato una distorsione di intermodulazione.

Tale tipo di distorsione benché sia causato dalle stesse circostanze della distorsione di ampiezza, è in realtà, come effetto, molto diverso da questa.

La distorsione di ampiezza determina la formazione di segnali « a frequenza armonica del segnale presente all'ingresso », segnali che si sommano ad esso modificandolo.

La distorsione di intermodulazione provoca invece, la formazione di segnali parassiti « a frequenza pari alla somma ed alla differenza di due armoniche » qualunque del segnale presente all'ingresso.

Condizione che provoca una distorsione di intermodulazione è che il segnale applicato in ingresso non sia sinusoidale e che sia costituito da almeno due armoniche.

Alla **figura 7 Y** sono indicate, come esempio, le due nuove frequenze che compaiono quando si applicano contemporaneamente due segnali sinusoidali, uno di 60 Hz ed uno di 1 000 Hz, all'ingresso di un amplificatore che produce distorsione di intermodulazione.

Le due nuove frequenze, 940 Hz e 1 060 Hz, non sono armoniche di nessuna delle due presenti all'ingresso.

Poiché la distorsione di intermodulazione è sempre accompagnata da distorsione di ampiezza, saranno presenti anche le armoniche dei 60 e dei 1 000 Hz, che tuttavia non abbiamo rappresentate in figura perché originate da un'altra causa.

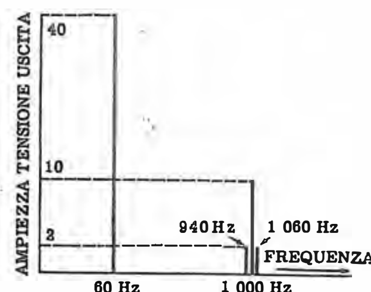


Fig. 7 Y - Il dispositivo attivo (valvola o transistore) se sovraccaricato produce anche segnali indesiderati a frequenze diverse delle armoniche: qui, 940 Hz e 1060 Hz, ad esempio non sono armoniche dei 60 e dei 1000 Hz entranti.

Negli amplificatori audio, la distorsione di intermodulazione è la più sgradevole poiché produce suoni non coerenti con quelli richiesti per la riproduzione comprensibile e musicalmente piacevole di parole o di musica.

La distorsione di intermodulazione ha luogo ogni qualvolta i dispositivi attivi risultano sovraccaricati o il nucleo dell'eventuale trasformatore d'uscita lavora in condizioni di saturazione.

Anche questo tipo di distorsione è eliminabile facendo lavorare tutti i componenti dell'amplificatore nel tratto più lineare possibile delle loro caratteristiche.

Altri tipi di distorsione

Tra gli altri fattori che limitano il funzionamento di un amplificatore vanno considerati il ronzio, la microfonicità ed il rumore di fondo.

La frequenza del ronzio è, nella maggior parte degli amplificatori, dell'ordine di 50 o 100 Hz ed è prodotta da campi di dispersione e dal filtraggio inadeguato del circuito di alimentazione.

Questi inconvenienti possono essere eliminati mediante opportune schermature, buoni collegamenti a massa e collegamenti tra i vari componenti del circuito molto brevi nonché, evidentemente, da un aumento delle capacità di filtro.

La microfonicità è prodotta invece da vibrazioni degli elettrodi ed è caratteristica della valvola; può venire ridotta montando la valvola su opportune molle o su di un cuscino di gomma o proteggendola comunque, dalle vibrazioni meccaniche.

I rumori negli amplificatori sono, invece, segnali spuri che vengono amplificati lungo i vari stadi assieme al segnale. Un particolare tipo di rumore è quello dovuto all'agitazione termica prodotta da movimenti di elettroni.

I rumori prodotti contengono energia nell'intera banda di frequenza e limitano l'ampiezza più bassa della tensione del segnale che può essere amplificato.

Un'arma efficace: la controreazione

Tra i tipi di distorsione che abbiamo esaminati, particolarmente grave è la distorsione di ampiezza (cioè, di non linearità) che, come abbiamo visto, ha origine in conseguenza della curvatura della caratteristica dell'elemento attivo.

In altri termini: la corrente d'uscita di quest'ultimo varia in modo proporzionale alla tensione o corrente d'entrata solo entro determinati limiti, assai ristretti.

È possibile minimizzare la disorsione di ampiezza verificantesi in uno stadio amplificatore sovrapponendo al segnale entrante una parte del segnale uscente distorto, in modo però che la sua **polarità** di fase risulti **opposta** a quella del segnale entrante preesistente, ossia « in modo che tra detti segnali vi sia uno sfasamento di 180° ».

Tale sfasamento è quello che — ci è noto — normalmente introduce lo stesso stadio amplificatore: risulta pertanto sufficiente retrocedere, se si tratta di un solo stadio, parte del segnale d'uscita direttamente nel circuito di ingresso, semplicemente nella fase in cui esso si trova all'uscita, come si può notare alla **figura 8 Y.**

Un amplificatore, in cui una parte della tensione di uscita viene portata all'ingresso, si dice genericamente, qualunque sia la fase con cui il segnale di ritorno viene iniettato sulla griglia, **amplificatore con reazione.**

Reazione negativa e reazione positiva

La reazione — e lo vedremo meglio occupandoci degli oscillatori — si divide in « reazione positiva » (o, più brevemente, « reazione ») e « reazione negativa » detta anche « reazione inversa » o « controreazione ».

La **reazione negativa** è appunto quella testé citata, secondo la quale **il segnale retrocesso è in opposizione di fase** con quello presente all'ingresso; essa determina, si noti, oltre ad una diminuzione della distorsione, una diminuzione del guadagno dello stadio (**figura 9 Y**).

La **reazione positiva** invece, si ottiene quando **il segnale viene retrocesso in fase** con quello d'ingresso.

Essa determina un aumento del guadagno dello stadio (**figura 10 Y**), dando luogo però, anche

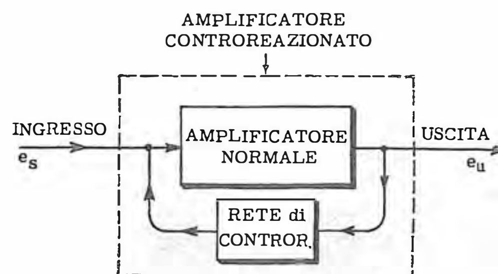


Fig. 8 Y - Applicazione di controreazione ad un amplificatore. Il segnale viene prelevato all'uscita e retrocesso verso l'entrata: è importante considerare la differenza di fase tra il segnale entrante e quello retrocesso. Quest'ultimo normalmente è solo una frazione del segnale disponibile in uscita.

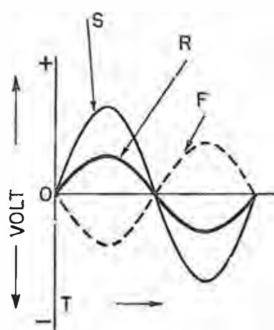


Fig. 9 Y - Il segnale originale (S) diminuisce d'ampiezza e diventa come in « R » se viene applicata una frazione del segnale d'uscita retrocesso, con una relazione di fase di 180° tra i due (F); è il caso tipico della controreazione o reazione negativa.

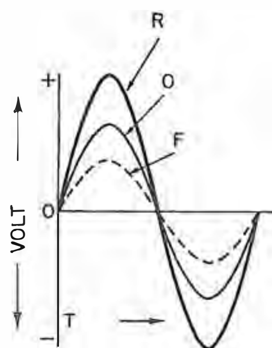


Fig. 10 Y - Il segnale originale (O) aumenta d'ampiezza e diventa « R » se viene applicata una frazione del segnale d'uscita retrocesso (F) con una relazione di fase di 360°, vale a dire con la stessa fase dell'entrata; è il caso tipico della reazione positiva.

ad un aumento della distorsione, e, se spinta oltre un certo limite, all'oscillazione.

La controreazione, oltre a quanto accennato sopra a proposito della distorsione di ampiezza, riduce la distorsione di frequenza e la distorsione di fase, allarga la banda passante dell'amplificatore e contribuisce a rendere rettilineo il tratto della curva di responso corrispondente alla banda passante.

L'uso della controreazione porta, inoltre, ad un funzionamento più stabile, rendendo l'amplificatore praticamente indipendente dalle variazioni delle caratteristiche dei transistori (o delle valvole) e, entro certi limiti, dalla tensione di alimentazione.

La reazione negativa, infine, determina un abbassamento nella resistenza interna dell'elemento alla quale essa è applicata.

Quando il segnale di reazione ha come conseguenza un aumento del guadagno di tensione dell'amplificatore, la reazione applicata è — si è detto — positiva.

La reazione positiva è chiamata anche, talvolta, « reazione diretta », « reazione rigenerativa » o « rigenerazione ».

Essa viene usata soprattutto in radiofrequenza, ove la distorsione del segnale non ha molta importanza, e consente, oltre all'aumento di guadagno, un aumento di selettività da parte del circuito accordato eventualmente presente nello stadio in questione.

Ripetiamo che in questo caso, se il grado di reazione è eccessivo — ossia se la percentuale di segnale retrocesso in fase è troppo ampia — si verifica il fenomeno dell'autoscillazione del circuito, che si trasforma pertanto da amplificatore in generatore (oscillatore).

Ciò significa che esso produce una tensione di uscita anche quando non è applicato alcun segnale esterno al suo ingresso.

Le applicazioni della reazione positiva, per quest'ultimo scopo (oscillazione), saranno trattate nella lezione dedicata ai circuiti oscillatori, come già accennato.

A volte, si usa contemporaneamente la reazione positiva e la reazione negativa. Si parla in tal caso, di « reazione mista ».

La reazione mista viene impiegata spesso nei generatori per migliorare o modificare la qualità del segnale presente all'uscita. Nei circuiti di amplificazione veri e propri è, invece, scarsamente usata.

Reazione di corrente e di tensione

I circuiti di controreazione si possono ulteriormente suddividere, secondo la modalità con cui si ottiene la retrocessione del segnale, in circuiti a controreazione di **corrente** e circuiti a controreazione di **tensione.**

Nel primo caso si preleva dall'uscita, ai fini della reazione, un segnale proporzionale alla corrente d'uscita (e così facendo, si aumenta la resistenza d'uscita).

Nel secondo caso si preleva, invece, un segnale proporzionale alla tensione d'uscita (si verifica una diminuzione della resistenza di uscita).

È importante saper distinguere chiaramente la controreazione di tensione dalla controreazione di corrente.

Le controreazioni di tensione e di corrente differiscono tra di loro anche per gli effetti che determinano. Un amplificatore che è provvisto di controreazione di tensione si comporta in modo analogo ad un generatore **a tensione costante**, mentre se è provvisto di controreazione di corrente si comporta come un generatore **a corrente costante.**

Gli amplificatori a controreazione non differiscono, per quanto riguarda il circuito di amplificazione vero e proprio, dagli amplificatori di tipo comune. Essi possono essere facilmente ottenuti da questi ultimi aggiungendo semplicemente il circuito di controreazione.

Il guadagno di un amplificatore controreazionato in modo notevole, risulta pressoché indipendente sia dalle caratterisiche dei transistori (o delle valvole) che dalle tensioni applicate.

Il guadagno di un circuito in controreazione dipende perciò, se la controreazione è abbastanza spinta, solo da quest'ultima. Non dipende cioè dalle caratteristiche del circuito di amplificazione vero e proprio, ed in particolare dal guadagno dello stesso amplificatore funzionante senza controreazione.

Il guadagno con controreazione, in sintesi, dipende essenzialmente dalla percentuale di segnale retrocesso, ossia dalla posizione della presa di reazione sulla resistenza di carico.

Reazione in serie e reazione in parallelo

Il segnale di reazione poi, può essere riportato all'entrata sia come tensione in serie a quella entrante (controreazione in serie), sia come corrente in parallelo a quella d'ingresso (controreazione in parallelo).

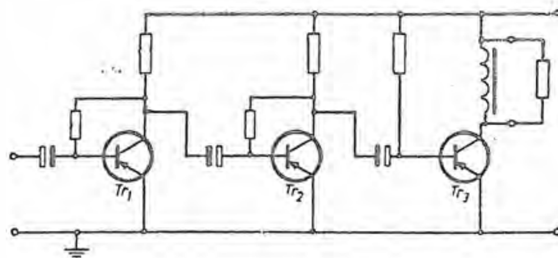


Fig. 11 Y - Tre stadi di amplificazione con accoppiamento a resistenza-capacità; all'assieme può essere applicata la reazione in serie o la reazione in parallelo a seconda della resistenza interna della fonte del segnale entrante.

Si veda — ad esempio — il circuito della **figura 11 Y**.

Per applicare la controreazione in serie si può inserire una resistenza di basso valore (ad esempio, 0,5 ohm) in serie all'emettitore del transistore finale (Tr3) e riportare la tensione che così compare ai capi di detta resistenza, all'emettitore del primo stadio (come dire che i due emettitori hanno pari tensione).

La tensione di reazione in questione risulta in fase con la tensione d'ingresso, tuttavia, essendo attiva soltanto la differenza tra la tensione d'ingresso e quella di reazione, la reazione in definitiva rimane negativa e si ha così controreazione.

Questa controreazione in serie nei riguardi della tensione di segnale entrante fa sì che si abbassi la corrente di base di Tr1, ciò che vuol dire aumentare l'impedenza d'ingresso.

Se però, la resistenza della fonte di segnale è alta rispetto all'impedenza d'entrata o, meglio, del transistore Tr1, la corrente che la tensione di controreazione produce (corrente che deve circolare attraverso la resistenza d'ingresso del transistore e attraverso quella della fonte) diventa troppo piccola e, come tale, pressoché inefficace.

Se anziché una resistenza in serie all'emettitore di Tr3 ne poniamo una in serie al suo collettore (ad esempio, 47 ohm in questo caso) e colleghiamo tale collettore alla base del primo transistore (tramite una resistenza alta, ad esempio 220 kΩ, ed un condensatore di blocco: 0,1 μF) attuiamo la controreazione parallela.

La tensione che si preleva sul collettore di Tr3 è di fase opposta a quella d'entrata e ciò soddisfa la condizione necessaria all'attuazione della reazione negativa (controreazione). La resistenza da 220 kΩ trasforma detta tensione in una reazione di corrente, reazione che diminuisce la resistenza d'entrata dell'amplificatore.

L'efficacia di questa reazione dipende dal valore della resistenza interna della fonte di segnale rispetto al valore della resistenza di ingresso di Tr1: occorre che la prima sia elevata rispetto alla seconda. Infatti, la frazione della corrente di reazione (entra anch'essa nell'amplificatore) diminuisce assieme alla resistenza interna della fonte di segnale: se — caso limite — quest'ultima è nulla (ciò equivale ad un pilotaggio di tensione), nella sorgente circola tutta la corrente di reazione e si verifica l'inefficacia del dispositivo.

Indipendenza dalle variazioni del carico

Un altro notevole vantaggio degli amplificatori fortemente controreazionati, consiste nella quasi completa indipendenza della tensione di uscita dalla resistenza di carico applicata.

La tensione di uscita risulta stabilizzata perché la controreazione è tanto più efficace quanto più elevata è detta tensione e viceversa. Si ottiene, pertanto, una compensazione, che ha appunto l'effetto anzidetto, poiché l'aumentare della resistenza di carico determina una diminuzione di tale tensione.

In senso più generale, la controreazione tende a mantenere costante la tensione d'uscita, in un modo che somiglia al funzionamento di un generatore a tensione costante.

Un generatore si dice a «tensione costante» quando la sua tensione di uscita si mantiene costante, indipendentemente dalle variazioni della resistenza di carico. Esso, infatti, ha una resistenza interna di **zero** ohm, per cui non dà luogo ad alcuna caduta di tensione interna.

Naturalmente, un simile generatore non si può, in pratica, realizzare in modo perfetto. Si ottengono in parte queste caratteristiche con generatori a resistenza interna molto bassa.

Anche nel caso degli amplificatori controreazionati, la resistenza interna non scende mai a zero. Essa risulta tuttavia molto diminuita.

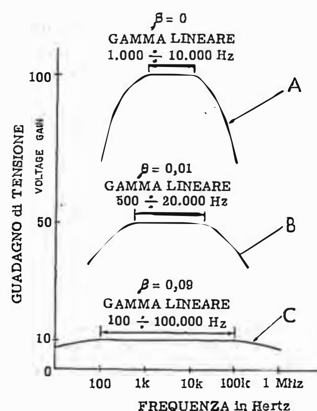


Fig. 12 Y - Variazione dell'ampiezza della banda passante col variare della controreazione (beta). Quest'ultima esprime il rapporto tra la tensione di controreazione e la tensione d'uscita. Con l'aumentare di questo fattore, si riduce il guadagno, ma — come si vede — si aumenta l'ampiezza del tratto lineare della curva di responso.

Effetto della controreazione sul responso

Poiché la controreazione tende a livellare le diverse tensioni di uscita, la larghezza della banda passante di un amplificatore risulta, introducendo la controreazione, più ampia.

Alla **figura 12 Y**, il massimo guadagno dell'amplificatore, in assenza di controreazione, è pari a 100 (curva A, $\beta = 0$); la curva di responso è piana tra 1 000 Hz e 10 000 Hz.

Le frequenze in corrispondenza delle quali la potenza di uscita si riduce a metà sono 100 Hz e 100 kHz.

In un amplificatore a stadio singolo in controreazione, il limite corrispondente alla frequenza più bassa scende di $1 : (1 - \beta A)$, mentre il limite a frequenza elevata sale di $1 : (1 - \beta A)$.

Nella curva B, β è pari a 0,01; in conseguenza, il fattore $1 : (1 - \beta A)$ assume il valore di 0,5: il limite inferiore si dimezza, passando da 1 000 a 500 Hz, e quello superiore raddoppia, passando da 10 kHz a 20 kHz. Ciò vale anche per i punti a metà potenza, che passano, rispettivamente, a 50 Hz ed a 200 kHz.

Analogamente, calcolando i valori relativi ad una controreazione il cui coefficiente β è pari a 0,09, si ottiene la curva C.

I valori estremi, questa volta, risultano divisi, o moltiplicati, per 10, rispetto a quelli corrispondenti della curva A. L'espressione $1 : (1 - \beta A)$ assume infatti, in questo caso, il valore di 0,1.

Controreazione su più stadi

I vantaggi consentiti dalla controreazione, possono essere utilizzati, ovviamente, anche negli amplificatori a più stadi. Consideriamo lo schema a blocchi della **figura 13 Y.** In questo amplificatore a due stadi, se si introduce in serie al segnale di entrata una parte del segnale di uscita, si ottiene una reazione positiva. Ciò perché gli stadi di amplificazione apportano al segnale uno sfasamento rispettivo di 180°; e poiché essi sono due, il segnale in uscita è (180 + 180 = 360°) in fase col segnale in entrata.

In tali condizioni, come sappiamo, si ottiene una reazione positiva, la quale può determinare anche delle oscillazioni. Comunque, in ogni caso, l'amplificazione aumenta, e, con essa, la distorsione.

Anche gli altri effetti citati a proposito della controreazione si verificano, ma in senso contrario. Si ha quindi una diminuzione della banda passante ed un aumento della resistenza interna.

Poiché gli sfasamenti dei segnali all'uscita sono, come sappiamo, dipendenti dalla frequenza, è difficile ottenere una controreazione lineare su tutta la gamma delle audiofrequenze. Se si sceglie infatti un circuito adatto alle frequenze centrali, è probabile che la reazione che esso ingenera agli estremi della gamma passante sia positiva.

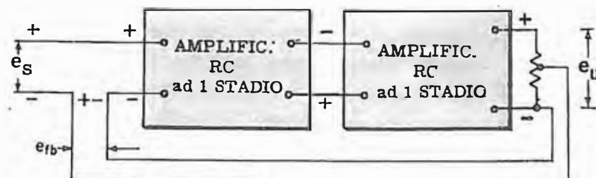


Fig. 13 Y - Dal momento che ogni stadio introduce uno sfasamento di 180°, la reazione applicata prelevando il segnale all'uscita del secondo stadio è positiva. Il segnale è infatti sfasato di 360°, ossia in fase con l'entrata. In tal caso, essendo la reazione positiva, si possono avere all'uscita delle oscillazioni. Questo tipo di reazione è utile quando si vuole aumentare l'amplificazione e non importa molto la larghezza di banda che, in effetti viene ristretta; aumenta anche la resistenza interna.

Quanta controreazione ?

Applicare un alto grado di controreazione attraverso più stadi di un amplificatore è difficile e sconsigliabile. Lungo il percorso circuitale vi sono più punti nei quali può aver luogo una rotazione di fase del segnale per le frequenze estreme della banda; in particolare, per le frequenze alte.

In tal caso, se la controreazione è alta l'amplificatore diventa addirittura un oscillatore a spostamento di fase: il risultato è la generazione di un fischio ultrasonico in un caso o di un crepitio subsonico, o comunque a frequenza molto bassa (noto col termine di « motorboat ») nell'altro.

Fedeltá di riproduzione

Abbiamo detto che per « fedeltà » si intende la maggiore o minore attitudine a riprodurre, all'uscita, un segnale che corrisponda esattamente, nel suo andamento, a quello applicato all'entrata.

Il termine « Alta Fedeltà » ha perciò un significato opposto, in certo qual modo, al termine « distorsione », che abbiamo testé trattato.

È opportuno riassumere i requisiti fondamentali di massima cui deve soddisfare un amplificatore, per poter essere denominato ad Alta Fedeltà.

Al centro della catena

Un complesso per Alta Fedeltà comprende — generalmente — una sorgente di segnale, un preamplificatore equalizzatore, un amplificatore di potenza, un alimentatore, e più altoparlanti.

Attualmente, molti complessi dispongono di più fonti di segnale e precisamente: lettore di dischi, lettore di nastri magnetici, sintonizzatore radio.

Per ottenere una riproduzione perfetta, occorre che tutte le parti che costituiscono l'impianto siano opportunamente selezionate. Infatti, basta che un solo anello della catena sia imperfetto, perché il segnale, al suo passaggio in esso, venga alterato; per quanto perfetti siano gli stadi successivi, essi non potranno che riprodurre, con la massima perfezione, tali alterazioni.

Inoltre, per la stessa ragione, occorre che anche la sorgente di segnale (disco, registrazione magnetica, ecc.) sia ottima.

Ci occuperemo inizialmente del preamplificatore-amplificatore, e del sistema di diffusione acustica, partendo dal presupposto che le altre parti del complesso siano in grado di offrire prestazioni di alta qualità.

Nella catena di elementi compresi tra la sorgente del segnale e l'orecchio, l'amplificatore ha, ovviamente, un'influenza preponderante sulla qualità della riproduzione: esso è, inoltre, praticamente l'unico elemento di cui si possono variare a piacimento le caratteristiche più importanti, quali ad esempio la risposta alla frequenza, la potenza, ecc. Nulla infatti, si può fare per modificare le caratteristiche intrinseche — vale a dire originali — del fonorivelatore, della testina del magnetofono o dell'altoparlante: le caratteristiche di tali componenti si possono, in linea di massima, solo correggere.

Negli amplificatori si possono, invece, introdurre dei componenti suscettibili di regolazione, che consentono non solo di adattare tutto il complesso alle caratterisiche proprie di registrazione del disco o del nastro (circuiti di equalizzazione) ma, anche, alle caratteristiche del locale, nonché al gusto personale dell'ascoltatore.

Vediamo le caratteristiche del complesso preamplificatore - amplificatore di potenza.

Si tratta di soddisfare alcuni punti fondamentali riguardanti l'amplificazione in B.F.:

1) bassa distorsione armonica (max. 0,5%);
2) bassa distorsione per intermodulazione (max. 2%);
3) curva di risposta lineare almeno da 30 - 40 Hz a 20 - 25 kHz;
4) minima distorsione di fase;
5) basso livello di fruscìo e ronzìo;
6) ampia riserva di potenza, per permettere la riproduzione di transitori di potenza anche superiori alla media, senza che per questo l'amplificatore ne risulti sovraccaricato;
7) bassa resistenza di uscita, onde consentire un perfetto smorzamento elettrico dell'altoparlante.

Alla maggior parte dei suddetti requisiti, ed in particolare a quelli riguardanti la distorsione, devono rispondere, naturalmente, tutti gli stadi componenti l'amplificatore; tuttavia, quello al quale si deve dedicare un'attenzione particolare, è lo stadio finale.

Esso, infatti, data la notevole potenza che deve fornire, è quello maggiormente soggetto a produrre distorsioni di ogni tipo.

Per quanto riguarda il ronzìo ed il fruscìo, sono invece i primi stadi di amplificazione che devono essere presi in particolare considerazione.

Preamplificazione

La funzione del preamplificatore è quella di adattare l'amplificatore alle diverse sorgenti di segnale ad audiofrequenza.

Gli adattamenti principali che si rendono necessari sono tre:

1) « adattamento di impedenza »,
2) « adattamento di sensibilità »,
3) « adattamento della curva di risposta ».

L'adattamento di impedenza viene effettuato mediante la variazione della disposizione e dei valori delle resistenze di ingresso.

L'adattamento di sensibilità viene ottenuto mediante lo stesso principio, e, qualche volta inserendo un numero diverso di stadi di preamplificazione, a seconda della tensione del segnale da amplificare.

Per l'adattamento della curva di risposta si ricorre ai circuiti di equalizzazione.

Negli amplificatori di piccola potenza, o comunque a caratteristiche di risposta media, il

preamplificatore generalmente è montato sullo stesso telaio dell'amplificatore, e spesso è costituito da un solo stadio che precede direttamente lo stadio pilota.

Nei complessi atti a fornire prestazioni di qualità — invece — il preamplificatore è separato, e comprende anche più di uno stadio di amplificazione nonché i vari circuiti di ingresso aventi le funzioni sopra indicate. A volte esso viene costruito seguendo la tecnica modulare.

Equalizzazione

Il problema degli adattamenti di impedenza e di sensibilità è — come si intuisce — di semplice risoluzione; più complessa è invece l'elaborazione dei circuiti di equalizzazione.

Per comprendere la necessità dei circuiti di equalizzazione, occorre ricordare che le incisioni fonografiche su disco, ad esempio, non avvengono uniformemente alle diverse frequenze. Per ragioni tecniche, che esamineremo trattando a suo tempo della registrazione su disco, si rende necessario in sede di registrazione, incidere le diverse frequenze con diverse intensità relative.

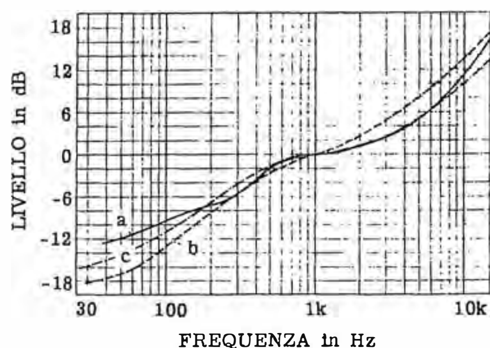


Fig. 14 Y - Curve standard caratteristiche della registrazione su disco. Curva « ffrr » della Decca, adottata per il disco di prova LXT 2695 (a); curva per dischi microsolco (b), e per dischi a 78 giri (c). I livelli di risposta hanno riferimento alla frequenza di 1 000 Hz che, in questo campo è considerata una frequenza standard per le misure.

Le principali curve caratteristiche di registrazione su disco sono indicate alla **figura 14 Y**. La curva **a** è stata adottata esclusivamente dalla Decca. La curva **b** dalla maggior parte delle case americane ed inglesi, aderenti rispettivamente alla A.E.S. ed alla R.I.A.A.; la curva **c**, infine, indica la caratteristica di incisione dei vecchi dischi a 78 giri.

Dall'esame delle curve risulta che, se si vuole che i suoni riprodotti dall'amplificatore corrispondano esattamente a quelli registrati, occorre che la risposta dell'amplificatore alle varie frequenze sia esattamente **complementare** a quella adottata durante la registrazione, in modo da ottenere, come effetto finale, una curva perfettamente lineare.

Benché le tre curve indicate siano diverse tra di loro, esse hanno, tuttavia, un andamento assai simile, e si può, in generale, affermare che l'intensità di registrazione aumenta all'aumentare della frequenza del suono registrato.

Riproducendo quindi un disco con un amplificatore che presenti una caratteristica di risposta lineare, si otterrebbe un netto predominio dei toni alti su quelli bassi, ed anche una distorsione, provocata dall'aumento d'ampiezza delle armoniche superiori rispetto alle frequenze fondamentali.

Poiché, in genere, sia per semplicità tecnica, che per poter effettuare con maggior precisione misure di linearità e di distorsione, si preferisce che gli amplificatori veri e propri abbiano un risposta ad andamento ideale rettilineo rispetto alle diverse frequenze, è necessario introdurre, nel preamplificatore, i circuiti di equalizzazione, che hanno appunto lo scopo di rendere la curva di risposta del complesso riproduttore complementare a quella di registrazione.

Nei preamplificatori di alta classe, i circuiti di equalizzazione per riproduzione fonografica sono tre, ciascuno dei quali relativo ad una delle curve di figura 14 Y.

In altri casi, dato che l'andamento generale delle curve è simile, ci si accontenta di due diversi tipi di equalizzazione (microsolco e 78 giri), o anche di uno solo, le cui caratteristiche di risposta sono medie tra quelle ideali per i tre tipi di incisione.

Generalmente, i circuiti di equalizzazione sono disposti nel primo stadio del preamplificatore, e sono costituiti da diverse reti « RC », che determinano una **controreazione selettiva.**

La controreazione selettiva è una controreazione che presenta efficacia diversa alle diverse frequenze, e può quindi alterare la curva di risposta dello stadio in cui è inserita.

Tutti i circuiti di controreazione sono, in maggiore o minore misura, selettivi; abbiamo visto che ciò è dovuto ai diversi sfasamenti relativi delle diverse frequenze. Tuttavia, la curva di risposta della rete di controreazione può venire ulteriormente modificata aggiungendo particolari circuiti « RC ».

Nei preamplificatori sono presenti sempre diversi tipi di circuiti equalizzatori, costituiti da circuiti « RC », in misura pari al numero degli ingressi del preamplificatore stesso.

Essi vengono commutati contemporaneamente ai canali d'entrata, in modo che ad ognuno venga a corrispondere una risposta adeguata.

Oltre alle reti di equalizzazione, il preamplificatore comprende tutte le altre necessarie regolazioni, quali il controllo di volume, il controllo di risposta separato degli alti e dei bassi e, talora, la regolazione dei filtri antifruscio, mediante i quali è possibile attenuare il caratteristico fruscìo generalmente presente durante la riproduzione dei dischi fonografici.

Alcuni preamplificatori sono anche dotati di circuiti « miscelatori », mediante i quali è possibile applicare, contemporaneamente, agli ingressi relativi, più segnali ad audiofrequenza, provenienti da diverse sorgenti, ad esempio da due microfoni disposti in diverse posizioni. Spesso è anche possibile regolare separatamente i volumi dei diversi segnali, od anche le tonalità.

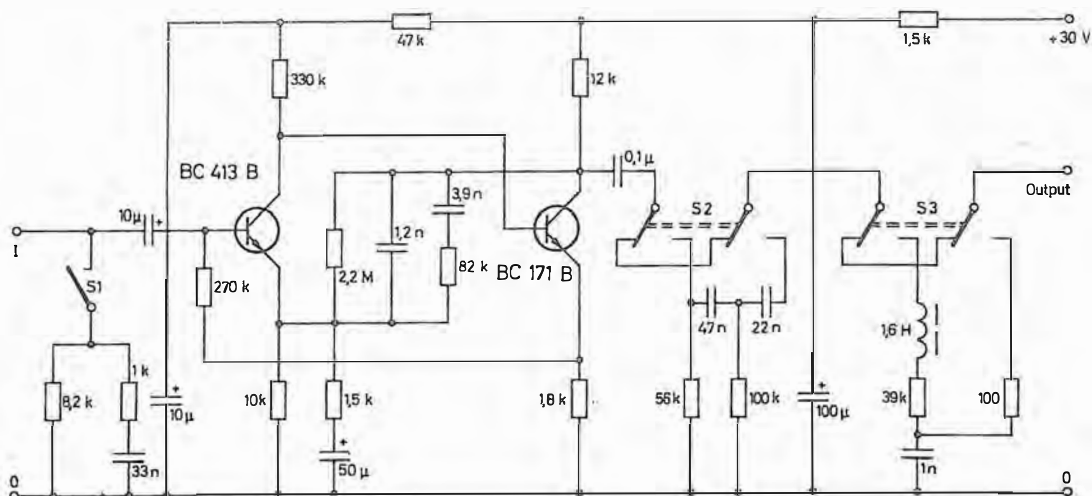


Fig. 15 Y - Questi due stadi ad emettitore comune inseriti tra le fonti di segnale e l'amplificatore vero e proprio si rendono necessari, in campo Alta Fedeltà, per correggere le curve di incisione dei dischi, attenuare fruscio e sopprimere un particolare disturbo (« rumble ») dovuto alla trazione meccanica del giradischi.

Interventi correttivi a comando

A proposito dei controlli di tono, considereremo ora i cosiddetti **registri di tonalità**, che sono sempre più diffusi negli apparecchi radio e negli amplificatori moderni, ed i **controlli di tono di tipo controreazionato:** si tratta di particolarità che hanno il loro più vasto campo di applicazione, appunto nel ramo dell'Alta Fedeltà.

Tratteremo, inoltre, della regolazione di volume, **fisiologica**, atta ad annullare l'effetto logaritmico dell'orecchio umano, secondo il quale, diminuendo la potenza sonora, le note basse sembrano attenuarsi più di quelle alte.

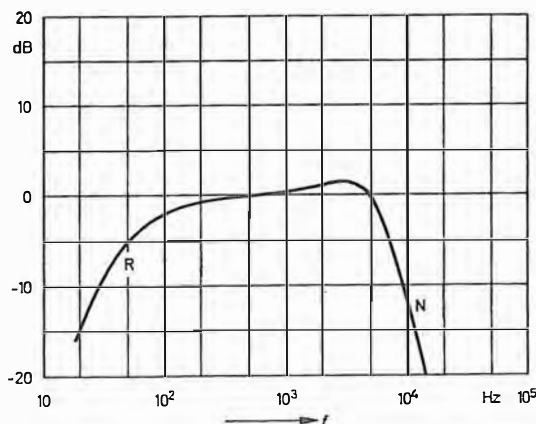


Fig. 16 Y - Il filtro azionato da S 2 (schema della figura precedente) attenua l'amplificazione in una ristretta gamma delle frequenze più basse (R) così da evitare il disturbo « rumble ». Il filtro azionato da S 3 agisce invece a circa 4 kHz ed attenua (N) il fruscio.

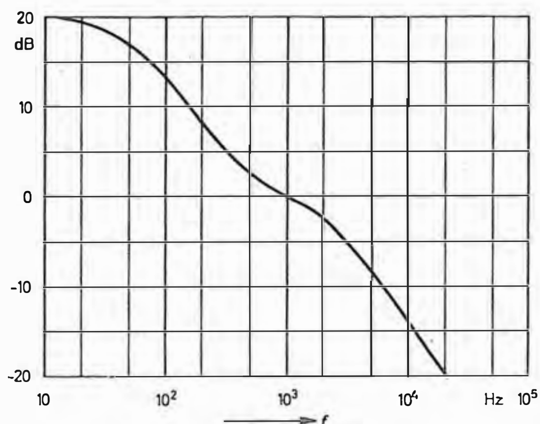


Fig. 17 Y - Le controreazioni incluse nello schema di figura 15 Y con i valori ivi indicati portano ad una curva di responso — qui a fianco — che è complementare a quella adottata per l'incisione dei dischi. Il preamplificatore in questione offre un guadagno di circa 50 (a 1 000 Hz) di modo che un'entrata di 10 mV (« pick-up » magnetico) fornisce 500 mV.

Vediamo ora un primo esempio di assieme circuitale previsto — tra l'altro — per l'attenuazione di un particolare disturbo (« rumble ») proprio dei giradischi, dovuto all'azione meccanica di rotazione del motore: per ottenere questa azione di filtraggio si attenuano tutte le frequenze sotto i 30 Hz. L'inserzione avviene ad opera del commutatore S2 (**figura 15 Y**).

L'esito è visibile in **figura 16 Y** che riproduce la curva di responso modificata dall'intervento (la zona interessata è quella indicata R).

Sulla stessa curva si può notare, per le frequenze alte, la zona N. Il suo andamento è il risultato di un altro filtro antidisturbo, inserito mediante S3; si tratta, come si vede, di un circuito risonante in serie sulla frequenza di circa 4 kHz. Il filtro agisce in maniera da non alterare le frequenze al di sotto della risonanza, attenuando molto e rapidamente quelle al di sopra.

Un terzo intervento infine, è quello che mediante due anelli di controreazione provvede alla necessaria equalizzazione di cui si è detto, per la compensazione delle letture di dischi.

Una di queste reazioni negative è quella che va dal collettore del secondo transistore all'emettitore del primo, e l'altra quella che va dall'emettitore del secondo transistore alla base del primo. I valori degli elementi RC sono tali che ne risulta un maggiore tasso di controreazione alle frequenze alte rispetto a quelle basse, ciò che si traduce nella richiesta esaltazione (compensativa) di queste ultime, come si può riscontrare in **figura 17 Y**.

Se il lettore del disco (« pick-up ») è di tipo magnetico, è una sua caratteristica produrre una tensione che è proporzionale alla sua velocità di movimento: i valori d'entrata dello schema prevedono questa particolarità: si dispone perciò di un preamplificatore corretto per « pick-up » magnetico. Per contro, dato che è bene prevedere anche l'impiego di lettori piezoelettrici (che producono una tensione proporzionale all'ampiezza) è opportuno compensare anche la loro caratteristica: ciò si ottiene inserendo S1.

Registri di tonalità

Oltre al normale controllo separato dei toni, si possono attuare altri dispositivi che permettono di variare a piacimento la curva di risposta del complesso.

Si tratta dei « registri di tonalità » i quali consentono, solitamente mediante una opportuna tastiera, di predisporre la curva di risposta fondamentale dell'apparecchio per un dato genere di riproduzione. Naturalmente, ciò non impedisce di variare ulteriormente tale curva fondamentale, mediante i due controlli continui a potenziometro.

La necessità dei registri di tonalità appare evidente se si pensa che ogni genere di segnale da riprodurre, quale ad esempio, la musica sinfonica, la musica leggera, la voce parlata, ed altri, ha una propria caratteristica di distribuzione di frequenza.

Chiariamo meglio questo concetto: la voce umana richiede, per essere riprodotta con chiarezza, che l'amplificatore sia particolarmente predisposto ad accentuare le frequenze centrali della gamma acustica: un eccesso delle frequenze basse determina spiacevoli effetti di rimbombo, mentre un eccesso di quelle alte determina una riproduzione eccessivamente stridente, che accentua le consonanti sibilari («s», «c», «z», ecc.).

La musica sinfonica, al contrario, data la grande estensione della gamma di note da riprodurre, e la necessità di arricchire i timbri col numero maggiore possibile di armoniche superiori, richiede non solo una banda passante della massima ampiezza, ma, spesso, anche una vera e propria accentuazione delle frequenze estreme.

Per la musica leggera, dato il tipo particolare di strumenti che per essa vengono impiegati, spesso è preferibile una accentuazione delle frequenze più alte, ed una certa riduzione di quelle basse.

Vi sono altri tipi fondamentali di curve di risposta, relativi ad altre esecuzioni, tra cui principalmente ricordiamo i registri « musica da camera », « organo », « cantanti solisti » e molti altri.

La predisposizione per l'un genere o per altro si può ottenere mediante l'abbassamento del tasto relativo, che determina una adeguata commutazione nei circuiti di controllo di tono, particolarmente del controllo dei toni bassi, mediante l'inserimento o l'esclusione di resistenze e capacità.

I registri di tonalità sono, generalmente, inseriti nel circuito di controllo dei toni bassi, perché, nei circuiti percorsi da frequenze elevate, i collegamenti necessari alle commutazioni ed agli organi aggiunti aumenterebbero la capacità distribuita, determinando attenuazioni, sempre maggiori con l'aumentare della frequenza.

Fig. 18 Y - Circuito di commutazione per registri di tonalità. I valori si riferiscono ad alta impedenza dello stadio d'entrata (transistori FET o valvola). Ogni tasto del comando aziona contemporaneamente due commutatori, uniti in figura da una linea tratteggiata. Ciascuno di essi include, o esclude, un componente resistivo o capacitivo, a seconda delle esigenze. Il meccanismo è congegnato in modo tale che l'abbassamento di un tasto provoca automaticamente il sollevamento di quello precedentemente abbassato.

Un secondo esempio

Alla **figura 18 Y** è riportato un tipo di circuito a commutazione per registro di tonalità, provvisto di cinque tasti, ciascuno dei quali aziona un commutatore a due posizioni come indicato nella figura stessa.

Il primo tasto, relativo alla « musica sinfonica », comporta, col suo abbassamento, l'inserimento della resistenza da 300 kohm, avente lo scopo di assicurare una risposta adeguata anche col controllo dei bassi al massimo. L'altra sezione del commutatore provvede a cortocircuitare la resistenza in serie da 100 kohm, che è invece inserita nelle altre quattro posizioni della tastiera. Ciò perché, nella musica sinfonica, si hanno differenze di livello sonoro anche molto forti, tra i « pianissimo » ed i « fortissimo » dell'orchestra, ed è quindi bene sfruttare al massimo la tensione di ingresso.

Nelle altre posizioni, non essendoci tale necessità, è presente la resistenza che apporta attenuazione, ed abbassa la dinamica sonora del complesso.

Premendo il tasto « musica leggera », da un lato si inserisce una resistenza in parallelo, da 500 kohm, che attenua le frequenze più basse, e dall'altro si inserisce un condensatore da 300 pF, che permette il passaggio, e quindi il rinforzo, di quelle più alte.

Il registro « bassi » provvede, mediante l'inserimento di un condensatore da 5 000 pF in parallelo, una facile fuga alle frequenze centrali ed alte, e determina quindi una esaltazione relativa di quelle più basse.

L'inserimento del tasto « voce », include un condensatore in serie da 2 000 pF, che attenua le frequenze basse, mentre quelle alte vengono diminuite mediante il condensatore in parallelo da 150 pF. Il condensatore da 300 pF in serie alla resistenza da 0,1 Mohm ha l'effetto di esaltare le frequenze centrali.

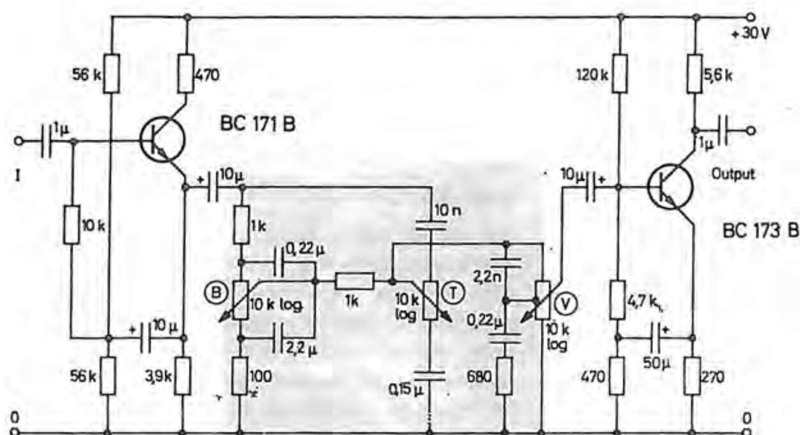
La posizione « solisti » — infine — determina ancora una esaltazione delle frequenze centrali, mediante la resistenza ed il condensatore in serie ora citati, ma esclude il condensatore in serie da 2 000 pF, consentendo così una riproduzione buona, oltre che per i tenori, anche per i bassi, per il diminuire della frequenza estrema inferiore della banda.

Un terzo esempio

Due potenziometri separati (B e T) inseriti secondo il circuito di cui alla **figura 19 Y** permettono, col loro intervento, di scegliere una qualsiasi posizione di responso con le accentuazioni ed attenuazioni significative che la **figura 20 Y** riporta. Si tratta, per B, del controllo di bassi e per T di quello degli alti.

Nella zona di correzione (in grigio) figura anche un potenziometro (V) che agisce come controllo di volume con contemporanea correzione

Fig. 19 Y - A seguito dei due transistori di cui alla figura 15 Y, questi altri due stadi offrono la possibilità di un controllo manuale, separato, dei toni bassi e dei toni alti, oltre alla indispensabile regolazione di volume che è qui di tipo fisiologico.



fisiologica: su questo argomento torneremo tra breve.

Tutto l'assieme, comprendente quindi i due transistori, è in pratica — a parte l'azione delle correzioni citate — un convertitore dell'impedenza relativamente bassa del dispositivo dei toni con quella, più alta, degli stadi preamplificatori che devono precederlo. Questi stadi possono essere, ad esempio, quelli di figura 15 Y, dotati di tutti gli altri interventi.

La presenza del primo transistore è giustificata appunto per l'adeguamento delle impedenze (il dispositivo dei toni preleva il segnale dal circuito, a bassa impedenza, dell'emettitore).

La presenza del secondo transistore si rende necessaria perché l'assieme dei controlli di tono abbassa il livello del segnale che, quindi, deve essere nuovamente elevato, ciò che avviene grazie all'amplificazione del BC 173 B.

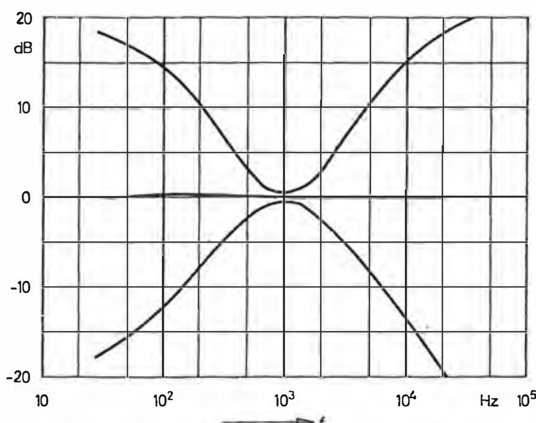


Fig. 20 Y - Il responso da lineare pu essere portato all'andamento preferito in rispondenza delle due curve riprodotte di attenuazione - accentuazione sia delle frequenze basse, sia delle frequenze alte.

L'emettitore di quest'ultimo ha, in serie, una resistenza e non essendo in parallelo ad essa alcuna capacità di fuga si genera nello stadio un'azione di reazione negativa, tanto per la componente di segnale alternato quanto per la corrente continua. Ciò riduce la distorsione ed aumenta l'impedenza d'entrata dello stadio.

Il secondo stadio apporta un guadagno di circa 20, così che, essendo la perdita causata dal complesso di regolazione toni di 20 dB, si ottiene ancora — a posizione di volume massimo — un guadagno totale di 2 dB.

L'impedenza d'entrata (ai capi di I) è superiore ai 100 kΩ e l'impedenza d'uscita (ai capi di « Output ») è di circa 5 kΩ.

Il consumo di corrente sui 30 volt di alimentazione è di 7 milliampère.

Controlli mediante controreazione

I più classici circuiti per il controllo di tono separato sono, senza dubbio, quelli inseriti nel preamplificatore. Si preferisce, tuttavia, in alcuni casi, inserire i controlli di tono nei circuiti di controreazione. Il principale vantaggio che presentano i controlli di tono ricavati sulla controreazione è che non comportano, come quelli tradizionali, una forte attenuazione del segnale di ingresso. Essi sono pertanto preferibili negli amplificatori a pochi stadi, che devono sfruttare al massimo tutto il segnale a disposizione.

Al vantaggio principale di questi controlli di tono, ossia alla minore attenuazione di tensione, si contrappone tuttavia un notevole svantaggio, consistente nella minore efficacia, rispetto ai controlli di tono tradizionali.

L'entità della controreazione è, infatti, per quanto spinta, sempre limitata; i potenziometri agiscono non su tutti i bassi e gli alti, ma solo sulla parte che viene retrocessa. La curva di risposta complessiva può pertanto essere variata entro limiti non molto ampi.

Inoltre, le frequenze che, per essere accentuate rispetto alle rimanenti, non vengono retrocesse dal circuito di controreazione, risultano, ovviamente, maggiormente distorte, appunto per la mancanza della controreazione relativa.

Controllo fisiologico di volume

Per l'orecchio umano, le differenze di livello sonoro non sono egualmente percepibili a tutte le frequenze.

Infatti, una variazione dei toni bassi risulta più rimarchevole di una variazione, in realtà eguale, degli alti. Ne consegue che, dato che il controllo di volume degli amplificatori non è altro che un attenuatore, costituito da un partitore di tensione, come si vede alla **figura 21 Y**, nelle posizioni di minimo livello, le frequenze

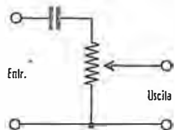


Fig. 21 Y - Il normale controllo di volume è un attenuatore potenziometrico e la sua azione non tiene conto delle diverse percezioni di variazione che influenzano l'orecchio a volumi e frequenze diverse.

più basse appaiono all'orecchio come molto più attenuate rispetto a quelle alte.

La riproduzione a basso volume risulta pertanto eccessivamente acuta e stridente.

Per compensare questo fenomeno, si ricorre ai controlli di volume detti « fisiologici ». Un esempio classico è riportato alla **figura 22 Y**. Il principio di funzionamento è ovvio: nelle posizioni di volume massimo, i circuiti « RC » collegati alle prese sul potenziometro non agiscono. Abbassando il volume ad Intensità media, si introduce il condensatore da 5 000 pF, che attenua le note alte fino ad un certo limite, determinato dalla resistenza da 50 kohm. Per livelli ancora inferiori, la capacità aumenta a 30 000 pF, e la resistenza scende a 10 kohm. Un circuito di maggiore efficacia, data la presenza dei condensatori C1 e C4 che permettono il passaggio ad una piccola parte degli alti, è indicato alla **figura 23 Y**.

A titolo di esempio, riportiamo alla **figura 24 Y** un circuito con registri di tono inseriti in un controllo di volume fisiologico controreazionato. Non è difficile comprendere l'azione dei diversi commutatori.

Fig. 24 Y - Registri di tonalità in un controllo fisiologico di volume: A = note basse; B = voce (aperto); C = risposta lineare (aperto); D = musica leggera (chiuso); E = controllo fisiologico di volume; F = cantanti solisti (aperto); G = esaltazione bassi (chiuso); H = voce e cantanti solisti (contatto chiuso).

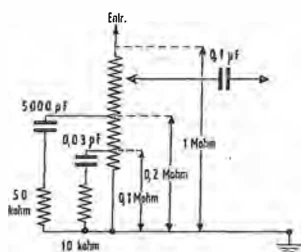


Fig. 22 Y - Esempio di applicazione del controllo fisiologico del volume. Le capacità connesse alle prese attenuano le frequenze alte allorché il cursore, per diminuzione di volume viene portato verso massa.

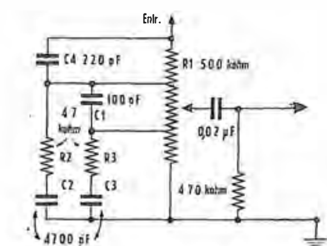
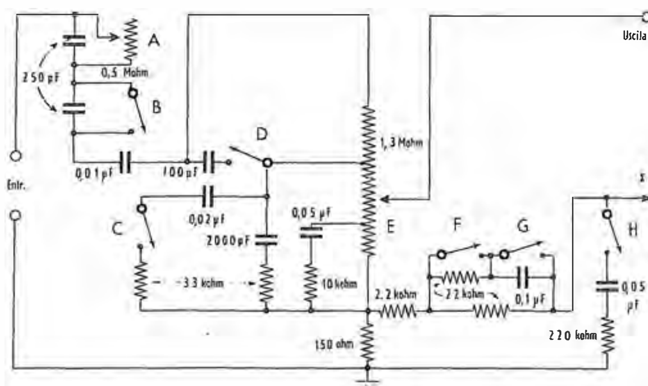


Fig. 23 Y - In questo caso, C1 e C4 consentono, in parte, il passaggio delle note alte, portando ad una variazione graduale che tiene conto della tonalità.



Effetto "presenza"

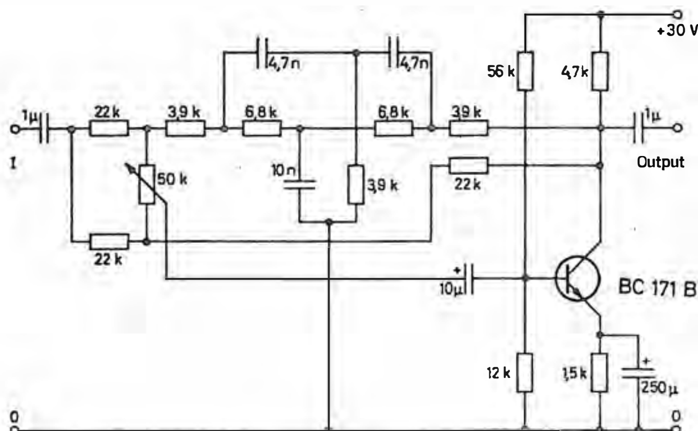


Fig. 25 Y - Se al circuito di figura 19 Y si fa seguire questo assieme (la capacità d'entrata in questo caso può essere omessa) si può ottenere l'effetto presenza, molto apprezzato nell'ascolto della parola: si tratta di una accentuazione nella zona 4-5 kHz.

Il controllo separato dei toni che abbiamo visto in figura 19 Y agisce sulle due zone estreme della gamma ove attenua o, per converso, esalta, come appare dalla figura 20 Y.

Vi è un caso però — quello della riproduzione della parola — nel quale è molto utile esaltare le frequenze centrali, attenuando quelle dei bassi e degli alti. Questo risultato si può ottenere con la disposizione di cui alla **figura 25 Y** ove l'elemento del comando risulta essere un solo potenziometro.

Il circuito-filtro impiega uno stadio (BC 171 B) ad emettitore comune. Si ricorre alla reazione negativa variata nel suo effetto In relazione alle zone di frequenza; è ciò che si è già visto per lo schema di figura 15 Y, solo che qui la reazione è inserita tra collettore e base. L'assieme dei valori resistivi e capacitivi scelto porta alla caratteristica di banda passante desiderata.

L'assieme è progettato per agire, come si è detto, sul passaggio dei segnali a frequenza alta e bassa in maniera da favorirne l'attenuazione mentre, contemporaneamente, risulta accentuata la presenza dei segnali di frequenza media.

Allorché il cursore del potenziometro da 50 kΩ è prossimo al lato in basso, il responso di frequenza dell'amplificatore è pressoché piatto; quando il cursore è sull'altro lato invece, la zona centrale della banda passante (dai 4 ai 5 kHz, circa) è esaltata di circa 12 dB.

Il circuito presenta un'impedenza d'entrata di 10 kΩ ed un'impedenza d'uscita di 5 kΩ. La reazione negativa riduce il guadagno a circa 1, ma esso è elevato a circa 4 (circa 12 dB) nella zona centrale di frequenza quando il potenziometro è ruotato per la massima accentuazione.

Il consumo di corrente è di circa 3 mA sui 30 volt di alimentazione. La **figura 26 Y** illustra chiaramente l'azione conseguente all'azionamento del potenziometro.

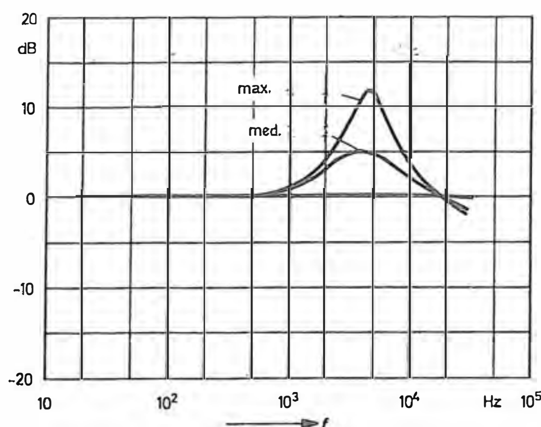


Fig. 26 Y - Effetto dell'azionamento del filtro presenza. La massima elevazione (max.) è di circa 12 dB. Con una accentuazione di 5 dB (med.) l'effetto è pur sempre utile, anche se meno percepibile: la scelta tra tutte le posizioni possibili (potenziometro) dipende dal tipo di parlato.

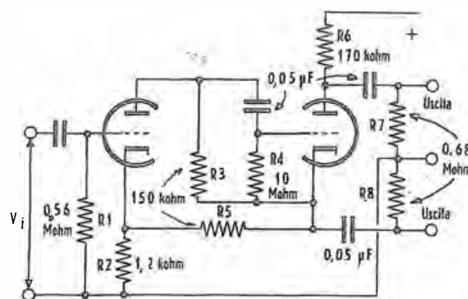


Fig. 27 Y - Esempio di circuito invertitore di fase ad alto guadagno e bassa distorsione, del tipo a reazione mista, ossia positiva e negativa, usato a suo tempo in amplificatori a valvole. I due segnali di uscita sono a 180°. Con tale tipo di circuito invertitore, si possono ottenere, con distorsione assolutamente trascurabile, guadagni di tensione di 200 volte.

L'amplificatore

Gli stadi di amplificazione di tensione non presentano, in genere, difficoltà rilevanti per quanto riguarda la fedeltà di riproduzione.

Ci occuperemo principalmente dello stadio finale, che, come già si è accennato, è quello che quasi sempre apporta la maggiore distorsione.

Inizieremo con qualche cenno in merito ai circuiti invertitori di fase, cenno da considerarsi, bene inteso, in aggiunta alle nozioni già esposte in argomento.

Invertitori di fase

Lo stadio finale in controfase — come sappiamo — necessita, per essere pilotato, di due segnali, eguali in ampiezza ma di fase opposta. Tali segnali devono essere ben bilanciati, ossia perfettamente simmetrici, e a basso tasso di distorsione. Lo stadio che si usa allo scopo è l'invertitore di fase, in uno dei tipi a noi noti.

Se si riesce, nel citato stadio, ad avere anche un buon guadagno, ciò va a vantaggio della potenza d'uscita. Un guadagno elevato ha, infatti, la prerogativa di permettere un ridotto numero di stadi, con conseguente minimo spostamento di fase. Ciò comporta, come sappiamo, una maggiore linearità e più elevata stabilità della controreazione.

In certi casi si preferisce ottenere, in tale stadio, un guadagno elevato, anche a costo di una maggiore distorsione, in quanto la stessa viene poi ridotta da una forte controreazione; in altri casi, si preferisce uno stadio che abbia bassa distorsione, e quindi basso guadagno. Uno stadio di quest'ultimo genere è quello, a noi già noto, ad accoppiamento di catodo: il guadagno è basso (circa 25) ma, in compenso, la distorsione è pressoché nulla. Gli altri tipi di invertitori a doppio triodo apportano maggiore guadagno, ma anche maggiore distorsione.

Un invertitore che permette alto guadagno e bassa distorsione è quello riportato alla **figura 27 Y**. Esso è provvisto sia di reazione positiva che di controreazione: è quindi del tipo a reazione mista. Con tale tipo di circuito invertitore, si possono ottenere, con distorsione assolutamente trascurabile, guadagni di tensione di 200 volte. Il guadagno può salire fino a 800 volte, ma in tal caso si ottiene una notevole attenuazione delle frequenze più alte. Con l'impiego di questo stadio amplificatore di tensione è possibile evitare lo stadio preamplificatore di tensione a pentodo, che solitamente precede.

Trasformatore d'uscita

L'avvento dei semiconduttori ha consentito la realizzazione di stadi finali di potenza con impedenza d'uscita così bassa da poter essere identificata nel carico stesso (altoparlanti). Ciò significa, in altri termini, che non necessita più il trasformatore d'uscita che adatta le impedenze. Nel settore Alta Fedeltà si riscontra però ancora un certo impiego di valvole da parte di alcuni costruttori: per questo, e anche per avere una panoramica completa riteniamo dover esporre alcuni concetti fondamentali ed alcune considerazioni relative a quest'organo.

Da ciò che abbiamo premesso si deduce che esso è necessario allorché si deve conciliare l'alta impedenza delle valvole con quella bassa del carico: si tratta perciò sempre di un rapporto in discesa.

Il trasformatore d'uscita, quando è presente, è forse il componente più critico di tutto l'amplificatore. Nei suoi confronti non esistono disposizioni circuitali più o meno adeguate per non introdurre distorsioni, essendo queste in relazione alla bontà del materiale ed alla accuratezza della costruzione.

In commercio è possibile trovare trasformatori d'uscita di alta qualità: il costo è però relativamente elevato rispetto a quello degli altri tipi.

Il trasformatore d'uscita, se mal progettato o mal costruito, può dar luogo a diversi tipi di distorsione, che non sono eliminabili che con la sostituzione. I principali sono i seguenti:

1) distorsione di frequenza. Può essere causata sia da una induttanza primaria insufficiente, che dà un valore troppo elevato del flusso magnetico disperso.

Un'altra causa può essere l'effetto di risonanza del circuito primario ad una determinata frequenza compresa nella gamma acustica, o vicina ad essa.

2) distorsione di fase. È causata da uno spostamento di fase, quando la tensione di controreazione è prelevata sul secondario del trasformatore.

Di solito questa distorsione si manifesta con oscillazioni spurie alle frequenze elevate, causate da uno spostamento di fase dovuto — a sua volta — ad un alto valore della capacità distribuita e dell'induttanza dispersa.

3) distorsione armonica e di intermodulazione nello stadio finale. Essa è dovuta al trasformatore d'uscita quando l'induttanza del primario è troppo bassa, e si determina pertanto, alle frequenze basse, un sovraccarico. Ciò conduce sia alla riduzione dell'impedenza di carico effettiva, che — alle frequenze più basse — alla presenza di un carico parzialmente reattivo.

Tali distorsioni possono avere anche una causa totalmente diversa, originandosi da una relazione non lineare tra il flusso e l'intensità del campo magnetico nel nucleo del trasformatore.

Queste distorsioni sono sempre presenti, ma si possono ridurre notevolmente facendo in modo che la densità di flusso magnetico permanga al di sotto di un certo limite (normalmente dell'ordine dei 7000 gauss).

4) distorsione armonica. Può essere provocata, oltre che da quanto già esposto, da una notevole diminuzione del rendimento complessivo del trasformatore.

Accorgimenti costruttivi del trasformatore

Da queste considerazioni, deriva che un buon trasformatore d'uscita deve presentare le seguenti caratteristiche: elevata induttanza primaria, bassa induttanza dispersa, bassa capacità distribuita, elevato rendimento, densità di flusso magnetico non eccessiva, corretto adattamento di impedenza; di tali caratteristiche, logicamente, si deve tenere debito conto all'atto della progettazione.

Purtroppo, le caratteristiche costruttive atte ad evitare i diversi inconvenienti sono spesso contrastanti tra loro.

Una induttanza primaria elevata, ad esempio, implica un considerevole numero di spire: ciò è in contrasto con la necessità di avere resistenza ohmica e capacità distribuita basse.

Una densità di flusso magnetico relativamente ridotta comporta la necessità di utilizzare un nucleo di notevole sezione, e aumenta le dimensioni geometriche, con conseguente difficoltà di ottenere una elevata induttanza primaria.

Esponiamo ora alcune particolarità tecniche relative alla costruzione dei trasformatori d'uscita per Alta Fedeltà.

L'induttanza dispersa e la capacità propria possono essere ridotte entro limiti tollerabili qualora vengano adottati opportuni accorgimenti nelle esecuzioni degli avvolgimenti. Con tali sistemi, la frequenza di risonanza relativa alla induttanza ed alla capacità suddette, può essere collocata nella gamma delle frequenze elevate.

Per una buona curva di risposta dello stadio amplificatore si richiede che questa frequenza di risonanza raggiunga un valore discretamente alto, in modo da non avere influenza alcuna su quella parte delle frequenze che interessano la gamma acustica.

Il valore dell'induttanza dispersa può essere mantenuto basso prelevando la tensione di controreazione mediante un avvolgimento separato, accoppiato strettamente al primario.

Tuttavia, dal momento che il circuito comprendente la bobina mobile dell'altoparlante non risulta, in questo modo, compreso nella catena di controreazione, si è trovato sperimentalmente che i risultati ottenuti non sono interamente soddisfacenti, in quanto il responso dell'amplificatore, alle frequenze più alte, comincia a diminuire prima dei 20 000 hertz.

Altri sistemi di realizzazione del trasformatore d'uscita che hanno dato risultati buoni da qualche punto di vita, ma complessivamente, inadeguati all'Alta Fedeltà, sono stati provati successivamente, fino a che si è pervenuti alla tecnica di suddividere gli avvolgimenti in più parti, ad esempio in dieci parti il primario ed in otto il secondario.

Gli avvolgimenti parziali primari vengono poi disposti in serie tra di loro, mentre quelli secondari si dispongono in parallelo, od in serie-parallelo, a seconda dell'impedenza d'uscita che si desidera avere, che è in relazione alle caratteristiche dell'altoparlante che si impiega.

Il supporto dell'avvolgimento è suddiviso in due sezioni identiche: entrambe sostengono metà dell'avvolgimento primario suddiviso, nell'esempio citato, in cinque strati, tra i quali sono interposti quattro strati del secondario.

Questa suddivisione degli avvolgimenti permette di avvicinarsi il più possibile alle condizioni ideali, ed inoltre, avendosi un'ampia scelta in fatto di prese sia sul primario che sul secondario, è possibile scegliere con una certa libertà sia l'impedenza d'uscita che il punto del primario al quale possono essere collegate le griglie-schermo.

I trasformatori di uscita sovente sono considerati soltanto degli adattatori di impedenza anche se lo scopo principale dei trasformatori di uscita è quello di fornire alle valvole di potenza l'esatto valore di impedenza di carico onde ottenere la massima potenza di uscita indistorta.

La simmetria complementare

I transistori sono disponibili — è noto — nelle due versioni « PNP » ed « NPN ». La freccia, ricordiamo, indica, nel disegno schematico, il senso di scorrimento della corrente di elettroni in relazione ai due diversi tipi.

Si noti che la direzione del moto della corrente in un terminale di uno dei transistori è opposta a quella nel terminale corrispondente dell'altro transistore.

Se i due tipi di transistori vengono collegati in un unico stadio, nel modo illustrato alla **figura 28 Y**, la corrente continua segue un percorso (indicato dalle frecce) nel circuito di uscita che si completa attraverso le giunzioni collettore-emettitore dei transistori.

Quando è realizzato in questo modo, il circuito viene definito a **simmetria complementare.**

Vediamo ora la teoria di funzionamento di questo tipo di circuito.

I vantaggi del circuito sono i seguenti:

1 - Vengono mantenuti tutti i vantaggi offerti dal circuito controfase convenzionale, evitando però la necessità di impiego di uno stadio invertitore di fase, oppure di un trasformatore di ingresso con presa centrale al secondario.

2 - La capacità di accoppiamento di ingresso si carica attraverso un transistore durante il semiperiodo positivo del segnale di ingresso, e si scarica attraverso l'altro transistore durante il semiperiodo negativo del segnale di ingresso stesso.

   Tale caratteristica elimina la necessità di impiego di diodi di scarica nel caso di accoppiamento capacitivo, impiego necessario invece con gli amplificatori in controfase funzionanti in classe B di tipo convenzionale.

3 - Il collegamento in parallelo del circuito di uscita rispetto al carico, elimina la necessità di impiego di un eventuale trasformatore con presa centrale al primario nel circuito di uscita.

La presenza di un segnale di ingresso variante in senso negativo polarizza in senso diretto il transistore Q1 e lo pone in fase di conduzione.

La presenza di un segnale di ingresso variante in senso positivo polarizza (anch'esso in senso diretto) il transistore Q2 e pone quindi anche questo in fase di conduzione.

Di conseguenza, mentre uno dei due transistori conduce, l'altro viene ad essere in stato di interdizione, e ciò in quanto un segnale che polarizzi in senso diretto uno dei transistori, polarizza in senso inverso l'altro transistore.

L'azione che ne deriva nel circuito di uscita può essere compresa considerando il circuito illustrato alla **figura 29 Y**. Questa è una versione semplificata del circuito di uscita.

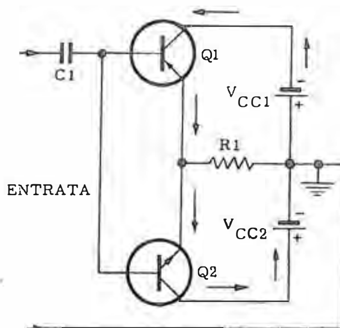


Fig. 28 Y - Stadio a simmetria complementare con polarizzazione nulla. I due transistori di tipo differente (PNP ed NPN) vengono collegati come illustrato in figura a che la corrente elettronica continua segua un percorso (indicato dalle frecce) nel circuito di uscita; il percorso si completa attraverso le giunzioni collettore-emettitore dei transistori.

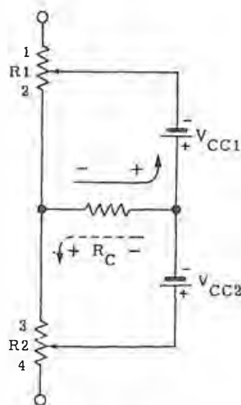


Fig. 29 Y - Esemplificazione schematica equivalente del circuito d'uscita a simmetria complementare con polarizzazione nulla precedentemente illustrato in figura 28 Y. La resistenza Rc è il carico (ad esempio, altoparlante) nel quale la corrente circola alternativamente come indicato dalle frecce.

Il circuito interno emettitore-collettore del transistore Q1 è rappresentato dalla resistenza variabile R1, e quello del transistore Q2 è rappresentato dalla resistenza variabile R2.

1 - In assenza di segnale di ingresso, e nelle condizioni di funzionamento caratteristiche della classe B (polarizzazione zero tra emettitore e base), i cursori delle resistenze variabili possono essere considerati in posizione « disinserita ». In tali condizioni, non si ha passaggio di corrente né attraverso i transistori, né attraverso la resistenza di carico R_c che corrisponde alla R1 della figura 28 Y.

   Non appena il segnale di ingresso assume un potenziale positivo, Q2 entra in fase di conduzione, mentre Q1 resta in condizioni di interdizione. La resistenza variabile R1 resta in posizione « disinserita ». Ciò equivale ad uno spostamento del cursore di R2 verso il punto 3, e si ha passaggio di corrente attraverso il circuito in serie costituito dalla batteria V_{cc2}, la resistenza di carico R_c, e la resistenza variabile R2.

   L'intensità della corrente che circola dipende dall'ampiezza del segnale di ingresso, in quanto il cursore si sposta verso il punto 3 in corrispondenza di un aumento della polarizzazione diretta, e verso il punto 4 per una diminuzione di tale polarizzazione.

   La corrente scorre allora nel senso indicato dalla freccia tratteggiata, producendo così ai capi di R_c una tensione avente la polarità indicata nella figura.

   Quando il segnale di ingresso diventa negativo, Q1 entra in fase di conduzione, mentre Q2 passa in stato di interdizione.

   La medesima azione si ripete nei confronti della resistenza variabile R1. La corrente scorre, in tal caso, attraverso la batteria V_{cc1}, la resistenza variabile R1, e la resistenza di carico R_c, nella direzione illustrata dalla freccia in tratto continuo, e provoca la presenza di una tensione ai capi della resistenza R_c, avente la polarità indicata.

2 - Nel funzionamento in classe A, viene applicata ai due transistori una polarizzazione in senso diretto (**figura 30 Y**), così che la corrente di collettore non risulta interdetta in nessun istante.

   Nel circuito semplificato di cui alla figura in questo caso (classe A), le resistenze variabili non vengono mai a trovarsi in posizione disinserita.

   La corrente continua di polarizzazione nel circuito di uscita scorre in modo da uscire dal terminale negativo della batteria V_{cc2}, per entrare poi nel terminale positivo della batteria V_{cc1}, attraverso la resistenza variabile R1 e la resistenza variabile R2, e quindi nel terminale positivo della batteria V_{cc2}.

Nessuna corrente scorre attraverso la resistenza R_c.

In tali condizioni il circuito di uscita può essere considerato come un ponte bilanciato, i cui bracci sono costituiti dalle resistenze R1 ed R2, e dalle batterie V_{CC1} e V_{CC2}.

Quando il segnale di ingresso diventa positivo, Q2 conduce maggiormente, Q1 conduce in minor misura.

Nel circuito semplificato, il cursore della resistenza variabile R1 si sposta verso il punto 1, ed il cursore della resistenza variabile R2 si sposta verso il punto 3. Questa sequenza determina lo sbilanciamento del ponte, e gli elettroni scorrono attraverso la resistenza R_c nella direzione indicata dalla freccia tratteggiata, producendo così ai suoi capi una tensione avente la polarità indicata.

Quando il segnale di ingresso diventa negativo, Q1 conduce maggiormente, mentre Q2 conduce in minor misura.

In tal caso, nel circuito semplificato, il cursore di R1 si sposta verso il punto 2 e quello della resistenza variabile R2 si sposta verso il punto 4.

Anche in queste condizioni il ponte risulta sbilanciato, e gli elettroni scorrono attraverso la resistenza R_c nella direzione illustrata dalla freccia in tratto continuo, determinando ai suoi capi la presenza di una tensione avente la polarità indicata.

Sia nel caso del funzionamento in classe B che nel caso di funzionamento in classe A, la corrente continua non scorre attraverso la resistenza di carico.

Se si collega la bobina mobile di un altoparlante direttamente al posto della resistenza R_c, è possibile ottenere un vantaggio da questa proprietà. La bobina mobile non può essere deteriorata né alterata dalla corrente continua che la percorre, per cui non si verifica alcuna distorsione.

La figura 30 Y illustra, come si è detto, un circuito a simmetria complementare con collettore a massa, al quale risulta applicata una debole polarizzazione in senso diretto.

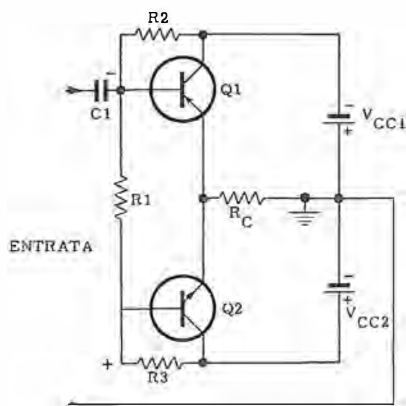


Fig. 30 Y - Schema elettrico di principio di amplificatore equipaggiato con due transistori collegati in un circuito a simmetria complementare nel quale, a differenza del caso precedente, viene applicata una polarizzazione, che è in senso diretto ed è presente grazie al partitore R2 - R1 - R3.

Questo circuito è simile a quello illustrato alla figura 28 Y, ad eccezione del fatto che — in questo caso — si ha la presenza di un partitore di tensione costituito dalle resistenze R2, R1 ed R3, collegate in serie ai capi delle batterie V_{CC1} e V_{CC2}.

La tensione che si sviluppa ai capi della resistenza R1, avente la polarità indicata, fornisce la polarizzazione diretta necessaria per il funzionamento di ciascuno dei due transistori.

La resistenza R1 si trova in serie alla giunzione base-emettitore dei due transistori. Se consideriamo le resistenze alla corrente continua presentate dalle due giunzioni come eguali tra loro, la caduta di tensione che si manifesta ai capi della resistenza R1 è doppia di quella presente ai capi di ciascuna giunzione.

Solitamente, il valore di R1 è assai ridotto, per cui l'effetto di sbilanciamento da essa introdotto nei confronti del segnale all'ingresso del transistore Q2 è trascurabile.

Le misure

Gli strumenti che più risultano utili nello studio e nella riparazione dei circuiti di amplificazione in Bassa Frequenza sono senza dubbio l'oscillografo, il generatore di segnali ad onda quadra o sinusoidale, ed infine, il voltmetro elettronico.

Esamineremo una serie di misure che si possono eseguire, con tali strumenti, sugli amplificatori. Prima di descrivere le tecniche di misura e di prova, ricordiamo però le seguenti precauzioni generali.

1) Prima di porre in funzione un amplificatore, è necessario che alla sua uscita sia collegato un carico adeguato: senza di esso si corre il rischio di danneggiare seriamente gli elementi dello stadio finale di potenza.

Quando le misure che si stanno effettuando sono di tipo qualitativo (linearità, distorsione, o simili) il carico deve coincidere esattamente con quello previsto per l'amplificatore, e pertanto può essere costituito dall'altoparlante stesso o da un carico equivalente a tutti gli effetti. Per misure di altri generi è invece possibile sostituire l'altoparlante con un carico resistivo appropriato, badando a non variare l'impedenza.

2) Quando si eseguono prove qualitative e si applica all'ingresso dell'amplificatore il segnale proveniente da un generatore, è bene assicurarsi che l'impedenza d'entrata dell'amplificatore e quella d'uscita del generatore si adattino perfettamente: in caso contrario, i risultati ottenuti potrebbero essere falsati. Ciò vale particolarmente quando le impedenze in questione sono basse. Utilizzando invece un'entrata dell'amplificatore ad alta impedenza, si può, entro certi limiti, trascurare di adattarla rigorosamente a quella del generatore.

Riparazioni

Se un amplificatore per B.F. non funziona totalmente, o comunque fornisce una scarsa potenza d'uscita, la sua riparazione è facile quando si disponga di un oscillografo, un generatore di segnali ed infine di un « tester » o, meglio, di un voltmetro elettronico.

Le prime misure da eseguire sono quelle di carattere generale, che si possono effettuare col « tester » o con il voltmetro elettronico.

Esse riguardano principalmente la verifica delle tensioni presenti ai vari elettrodi, ed in particolare la regolarità della tensione di alimentazione. Se tutto sembra regolare, si procede collegando, all'entrata dell'amplificatore, l'uscita del generatore di segnali.

Quest'ultimo può essere costituito da un qualsiasi oscillatore a B.F. sia del tipo ad onde sinusoidali, che ad onde quadre. Si può anche usare il segnale presente all'uscita a B.F. dell'oscillatore modulato o, in mancanza di altro, la tensione alternata a 50 Hz proveniente dalla relativa uscita generalmente presente sugli oscillografi.

Regolata opportunamente la tensione che si invia all'entrata dell'amplificatore — in modo che non sia né troppo alta né troppo bassa — si applichi l'oscillografo **all'entrata** del primo stadio di amplificazione. Ivi deve riscontrarsi la presenza di segnale, seppure con ampiezza minore rispetto a quello presente all'uscita del generatore, poiché i circuiti di ingresso introducono sempre una certa attenuazione, particolarmente notevole nel caso in cui si abbia la presenza di controlli di tono.

Se non è presente alcun segnale, esaminare con cura tutti i circuiti RC d'ingresso, fino a trovare il collegamento interrotto od il componente avariato.

Se, invece, tutto è regolare, si procede nell'analisi successiva dei circuiti, applicando l'oscillografo **all'uscita** del primo stadio. Anche qui, se non si ha presenza di segnale, occorre esaminare tutti i circuiti e verificare l'efficienza del transistore (o valvola), mentre se il segnale è regolarmente presente, adeguatamente amplificato, si può procedere all'esame, seguendo lo stesso procedimento, degli stadi successivi.

Ciò fino a che si trovi uno stadio in cui il segnale o manca, o presenta un'ampiezza insufficiente.

Si tenga presente che tutti gli stadi, eccettuati alcuni tipi di invertitori di fase, devono apportare un apprezzabile aumento nella tensione del segnale.

Trovato lo stadio che non funziona regolarmente, è probabile che un semplice esame visivo basti a far notare componenti che presentino evidenti irregolarità, quali — ad esempio — resistori bruciati.

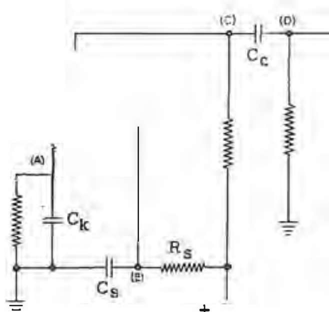


Fig. 31 Y - Verifica dei condensatori con l'oscillografo. Il segnale deve essere presente in C e in D che indicano rispettivamente l'elettrodo d'uscita dell'elemento attivo (ad esempio, collettore o placca) e quello d'entrata dello stadio seguente (base o griglia). Il segnale deve essere assente in A (catodo o emettitore) ed in B (schermo).

Successivamente, si esaminano tutte le tensioni col « tester »: se qualcuna è mancante o di valore notevolmente diverso da quello prescritto, si misura, dopo avere spento l'amplificatore, la resistenza che le compete.

Misure di ronzio e di rumore

Anche per queste misure è opportuno l'impiego di un oscillografo.

Per rendersi conto esattamente della presenza di ronzio, occorre fare in modo che all'ingresso dell'amplificatore non sia presente alcun segnale, e successivamente esplorare tutti i punti del circuito per verificare l'eventuale esistenza di segnali alternati parassiti.

Tale esame si inizia, in genere, dall'uscita del circuito di alimentazione. Molte volte infatti il ronzio è dovuto ad un filtraggio inadeguato della tensione e ciò dà luogo alla presenza nei circuiti degli elettrodi, di un segnale alla frequenza di 50 oppure di 100 hertz.

Se l'uscita del settore di alimentazione è priva di componente alternata, il ronzio è determinato da altre cause, ed occorre esaminare (sempre con l'oscillografo) tutti gli stadi, fino a trovare quello più vicino all'entrata in cui il ronzio è ancora presente.

Si tenga conto che, man mano che si risale dallo stadio finale a quelli precedenti, la tensione di ronzio diminuisce notevolmente, e quindi occorre aumentare in modo adeguato la sensibilità del canale verticale dell'oscillografo.

Il ronzio a 50 Hz è causato molte volte da accoppiamenti, interni o esterni, tra il circuito di catodo e quello di filamento, in caso di valvole, da mancanza di schermatura, da circuiti d'entrata aperti, da sbilanciamenti nel circuito raddrizzatore.

Il ronzio a 100 Hz è invece dovuto, direttamente o indirettamente, alla tensione pulsante presente all'uscita del raddrizzatore.

Orientamento dei trasformatori d'entrata

In certi amplificatori sono presenti trasformatori d'entrata.

La posizione di questi componenti è critica, e viene regolata, all'atto del montaggio, in modo che il ronzio determinato sia il minore possibile. Nel caso in cui la posizione del trasformatore venga variata accidentalmente, occorre procedere ad un riorientamento:

1) connettere l'oscillografo in modo da poter osservare sullo schermo il segnale presente all'uscita dell'amplificatore;
2) senza alcun segnale d'ingresso, ruotare il controllo di volume dell'amplificatore per il massimo guadagno. In tal caso, il ronzio dovrebbe determinare sullo schermo dell'oscillografo un segnale alternato. I controlli di tono dell'amplificatore vanno disposti entrambi nella posizione in corrispondenza della quale si ottiene il ronzio massimo;

3) variare, gradualmente e metodicamente, la posizione del trasformatore d'entrata, fino ad individuare quella che corrisponde ad una minima captazione di ronzio. Fissare il trasformatore in tale posizione.

La stessa tecnica può essere usata nella costruzione e nella progettazione di amplificatori. In tal caso essa si può estendere alla ricerca della migliore posizione per gli eventuali trasformatori e anche per altri componenti.

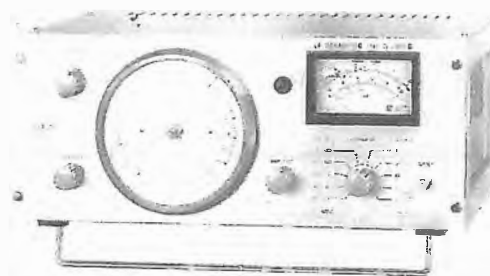


Fig. 32 Y - Generatore di Bassa Frequenza. Fornisce in uscita onda quadra o onda sinusoidale. La prima presenta tempo breve di salita e discesa; la seconda, bassissima distorsione: sono due requisiti necessari per questo tipo di strumento. Esso deve essere stabile, costante nel segnale al variare della frequenza, avere attenuatore regolabile e voltmetro d'uscita. La gamma va da 10 Hz a 100 kHz.

Prova dei diversi condensatori

Il buon funzionamento dei condensatori di fuga o di accoppiamento, può essere facilmente e rapidamente accertato con l'oscillografo.

Per provare i condensatori di accoppiamento e di fuga che compaiono in uno stadio (**figura 31 Y**) si deve introdurre, all'ingresso, un segnale ad audio frequenza, preferibilmente compreso tra 400 Hz e 1 000 Hz.

La prova del condensatore di fuga di un elettrodo può essere eseguita collegando l'entrata verticale dell'oscillografo al punto A: la presenza di segnale su questo punto indica che il condensatore è completamente o parzialmente interrotto. Una misura dello stesso tipo eseguita al punto B, ci fornisce indicazioni circa il condensatore di fuga C_s.

Per provare invece il condensatore di accoppiamento C_c, occorre rilevare le ampiezze relative del segnale al punto C ed al punto D. L'eventuale notevole perdita di segnale audio rilevata al punto D è un'indicazione che il condensatore di accoppiamento è interrotto o irregolare.

Per verificare invece la presenza di corto circuiti all'interno dei condensatori suddetti, non occorrono misure oscillografiche. Infatti, un cortocircuito nel condensatore di fuga C_s determina l'interruzione della resistenza relativa (R_s), o la mancanza di tensione.

Per C_c e C_k, è sufficiente una misura di tensione: se tra il punto A e massa non esiste differenza di potenziale, il condensatore C_k è in cortocircuito, ed analogamente, se non esiste differenza di potenziale tra i punti C e D, il condensatore C_c è in cortocircuito.

Prova dei comandi di volume e di tono

I potenziometri dei controlli di volume e di tono possono, dopo lungo uso dell'amplificatore, divenire sorgenti di rumore. Spesso ciò si può rilevare ad orecchio, ruotando abbastanza rapidamente in un senso e nell'altro il potenziometro sospetto.

Per eseguire la prova con l'oscillografo occorre collegare il cursore del potenziometro all'entrata verticale. Con scarso livello di segnale ad audiofrequenza, applicato all'entrata dell'amplificatore, osservare la figura che compare sull'oscillografo quando si ruota rapidamente avanti e indietro il potenziometro.

L'ampiezza del segnale, rilevabile sull'oscillografo, deve variare in modo proporzionale alla rotazione del potenziometro, e senza presentare discontinuità o irregolarità.

La presenza di variazioni d'ampiezza non corrispondenti alla rotazione del potenziometro, di sobbalzi dell'immagine, o di disturbi nella figura, denotano che il potenziometro in questione introduce rumore.

Qualche volta il rumore introdotto da un controllo di tono o di volume è dovuto semplicemente alla presenza di polvere, o comunque, di materiali estranei, che si sono depositati sullo strato resistivo su cui scorre il cursore. In tali casi non è necessario sempre provvedere alla sostituzione del potenziometro, essendo spesso sufficiente iniettare, con un contagocce o con una siringa, una piccola quantità di tetracloruro di carbonio all'interno del potenziometro, e, successivamente, ruotare vigorosamente in entrambi i sensi.

Se, dopo tale prova, si possono ancora rilevare irregolarità di funzionamento, il potenziometro deve senz'altro essere sostituito.

Rilevamento banda passante

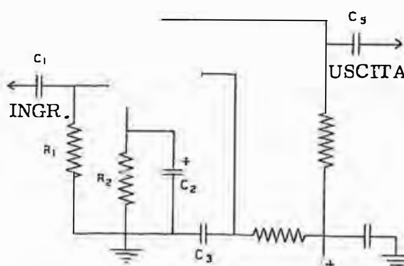
Un generatore di onde quadre (**figura 32 Y**) è lo strumento più idoneo per determinare rapidamente la risposta alla frequenza di un amplificatore, od anche di un singolo stadio.

Ciò perché, osservando il segnale ad onda quadra dopo il suo passaggio attraverso l'amplificatore in esame, si possono dedurre immediatamente una serie di interessanti considerazioni che, usando segnali sinusoidali, possono essere rilevate solo con maggiore laboriosità e maggiore dispendio di tempo.

Vediamo ora la procedura delle misure relative alla determinazione della banda passante.

Consideriamo lo stadio amplificatore indicato alla **figura 33 Y**. Si tratta di un comune stadio ad accoppiamento RC, di frequente impiego: la curva di risposta è quella di **figura 34 Y**.

Fig. 33 Y - Controllo del responso di uno stadio. Il segnale entra tra C1 e massa, e viene osservato tra il terminale di C5 e la massa. Il circuito è lo stesso di quello di figura 31 Y e può avere come elemento attivo una valvola o transistore.



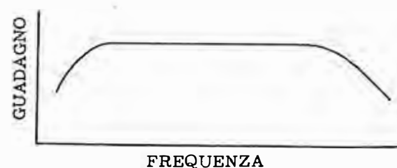
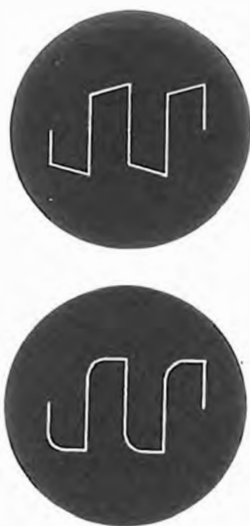


Fig. 34 Y - Curva di responso tipica di uno stadio che è lineare e non introduce distorsioni.



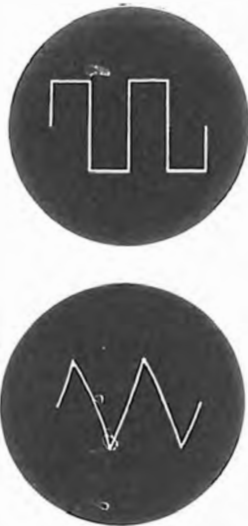


Fig. 35 Y - Distorsione di un segnale ad onda quadra, dovuta a scarso rendimento sull'estremità bassa della banda.

Fig. 36 Y - Per frequenze più alte del limite inferiore della banda, l'onda quadra assume una forma regolare.

Fig. 37 Y - Si ha una distorsione di questo tipo se il responso è scadente in prossimità delle frequenze alte.

Fig. 38 Y - Allorché si ha una notevole attenuazione delle armoniche più elevate, l'onda quadra diventa triangolare.

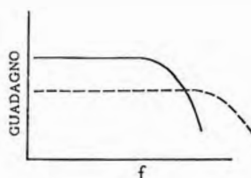


Fig. 39 Y - Diminuendo il valore della resistenza di carico, si ottiene un allargamento della banda passante (da linea intera a linea tratteggiata), ma anche una diminuzione del guadagno.

Per rilevare la risposta alla frequenza di tale amplificatore, si deve connettere il generatore di onde quadre all'entrata, ossia tra il terminale libero del condensatore C1 e la massa, e l'oscillografo all'uscita, ossia tra il terminale libero del condensatore C5 e la massa. Si applicano poi segnali di diverse frequenze all'ingresso, osservando ogni volta la corrispondente traccia ottenibile in uscita.

È importante regolare accuratamente la tensione del segnale avviato allo stadio (uscita del generatore).

Se si conosce la sensibilità dell'amplificatore sotto prova — e la tensione del segnale fornito è rilevabile a mezzo di uno strumento o di un attenuatore calibrato — è sufficiente regolare tale tensione ad un valore quasi eguale alla sensibilità dell'amplificatore. Se queste indicazioni non sono note, si usi la minima tensione di uscita del generatore in grado di fornire una figura apprezzabile sullo schermo dell'oscillografo. Aumentando troppo la tensione, si corre il rischio di sovraccaricare qualche stadio di amplificazione.

A frequenze molto basse, dell'ordine di poche diecine di hertz, il segnale di uscita appare come è indicato alla **figura 35 Y**.

Come già sappiamo, tale è infatti la distorsione che subisce un'onda quadra, durante il passaggio attraverso un amplificatore che abbia un limite inferiore della banda passante superiore alla frequenza fondamentale del segnale.

Aumentando gradatamente la frequenza, il segnale d'uscita assume la forma, ben delineata, della **figura 36 Y**. Il passaggio dell'onda del primo tipo all'onda del secondo tipo, pur non essendo netto, ma graduale, permette di determinare con notevole esattezza, l'estremo basso della banda passante dell'amplificatore.

Durante la prima parte del tratto lineare della caratteristica di frequenza il segnale d'uscita mantiene l'andamento ideale, ossia corrisponde esattamente al segnale d'ingresso. Per frequenze facenti parte della parte più alta della banda passante, il segnale ottenuto comincia ad avere gli angoli non molto ben delineati, fino ad assumere, a frequenze intorno al limite superiore della banda, un andamento pressoché triangolare (**figure 37** e **38 Y**).

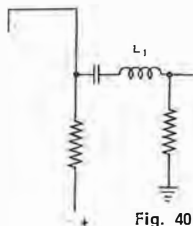


Fig. 40 Y - Applicazione in serie al segnale di una bobina di picco (L1). La sua risonanza sulle frequenze elevate allarga il responso.

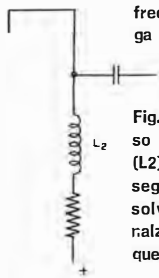


Fig. 41 Y - In questo caso la bobina di picco (L2) è in parallelo al segnale. L'effetto si risolve sempre in un innalzamento delle frequenze alte.

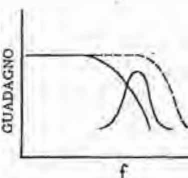


Fig. 42 Y - La curva, per effetto della bobina di picco (si vede la sua punta di risonanza) diventa quella tratteggiata.

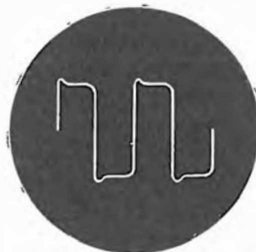


Fig. 43 Y - Con una frequenza di risonanza adatta per la bobina di picco, le onde quadre di figura 35 Y presenti in uscita migliorano nella loro forma.

Mentre per la determinazione dell'estremo basso non si hanno dubbi, poiché esso corrisponde alla più bassa frequenza di segnale che passa senza subire distorsione, per l'estremo alto occorre dapprima definire il numero di armoniche superiori che si ritiene sufficiente a rappresentare con esattezza un'onda quadra.

Si è stabilito che un'onda quadra venga rappresentata con sufficiente approssimazione delle sue prime **dieci** armoniche, e pertanto, per determinare l'estremo superiore della banda passante, basta moltiplicare per 10 la massima frequenza del segnale che esce dall'amplificatore ancora assolutamente indistorto, ossia con gli spigoli ben delineati.

Ad esempio, supponiamo che le frequenze limite che vengono amplificate senza alterazione siano di 50 Hz e di 2 kHz. Ciò significa che la banda passante si estende da 50 Hz a 10 × 2 kHz, ossia da 50 Hz a 20 kHz.

Miglioramento alle frequenze basse

Il responso alle frequenze basse dipende principalmente dalla capacità dei condensatori di accoppiamento, C1 e C5 (figura 33 Y), dal valore della resistenza R1, nonché dai due condensatori di fuga, C2 e C3. In generale, quanto più sono alti i valori dei componenti sopra citati, tanto più si estende la risposta alle frequenze basse.

Molti progettisti, invece di prendere in considerazione separatamente i condensatori e le resistenze relative, considerano come maggiormente indicativo il prodotto RC, detto « costante di tempo » del circuito. Ad esempio, sempre considerando lo stadio di figura 33 Y, la costante di tempo del circuito d'entrata è data dal prodotto C1 × R1; per una buona riproduzione delle frequenze basse, le varie costanti di tempo devono essere il più possibile alte.

Le migliori condizioni, per quanto riguarda i circuiti di accoppiamento, si ottengono con l'accoppiamento diretto, già da noi citato alcune volte. Esso serve, (ad esempio, anche nel caso degli oscillografi) ad estendere la banda passante fino alla corrente continua. Tuttavia, l'accoppiamento diretto comporta l'inconveniente che la tensione di entrata di uno stadio deve essere pari alla tensione di uscita dello stadio precedente. Perciò, la tensione di alimentazione di ogni stadio deve essere più alta di quella dello stadio che lo precede, e ciò pone dei limiti al numero di accoppiamenti diretti che si possono adottare, essendo limitato il valore massimo di tensione disponibile.

Il condensatore di fuga, C2, può essere — per aumentare la costante di tempo relativa —

un elettrolitico ad alta capacità.

Anche per quanto riguarda il condensatore di fuga C3, è bene che la capacità sia assai alta. L'impiego dei condensatori elettrolitici tuttavia, non sempre è indicato: ciò, perché questi condensatori presentano, in genere, una elevata induttanza parassita, che diminuisce l'efficacia del condensatore quale via di fuga per le frequenze elevate. È quindi opportuno usare condensatori in poliestere o ceramici da disporre in parallelo all'elettrolitico, per la fuga delle frequenze alte.

Miglioramento alle frequenze alte

Il responso di un amplificatore alle frequenze alte, normalmente viene limitato dalla partizione di tensione determinata dalla resistenza dell'elemento attivo (transistore o valvola) e dalla capacità.

La capacità in questione risulta dalle capacità distribuite dei collegamenti, dalla capacità interna dell'elemento, ed infine, dalla capacità d'entrata dello stadio successivo. Alle frequenze più alte l'impedenza offerta da queste capacità distribuite abbassa il valore della resistenza di carico.

Poiché le capacità ora menzionate sono disposte in parallelo al carico dello stadio, il carico effettivo diminuisce, e perciò diminuisce il guadagno.

La migliore soluzione di rimedio consiste nel diminuire la resistenza di carico: si ottiene, è vero, anche una diminuzione del guadagno complessivo, ma si ha il compenso di una maggiore ampiezza della banda passante (**figura 39 Y**).

Quando non sia possibile diminuire il valore della resistenza di carico, si deve ricorrere all'introduzione delle cosiddette **bobine di picco** (**figure 40** e **41 Y**). In un caso la bobina è disposta in serie, e nell'altro in parallelo; talora, si usano anche combinazioni in serie-parallelo.

L'azione in entrambi i casi si svolge in modo simile: le bobine formano un circuito risonante, la cui capacità è costituita dalle capacità distribuite dei collegamenti, e tale circuito risonante contribuisce ad elevare il guadagno dell'amplificatore alle frequenze alte.

Pertanto, se la frequenza di risonanza della bobina viene scelta opportunamente, si ha un prolungamento dell'estensione del tratto lineare di risposta verso l'estremo alto (**figura 42 Y**).

Le onde quadre che si ottengono in uscita allora, non hanno più la forma vista in figura 37 Y ma quella di **figura 43 Y**.

Naturalmente, la frequenza di risonanza deve essere scelta in modo opportuno: in caso contrario, si ottengono curve del tipo rappresentato, in tratteggio, alle **figure 44** e **45 Y**. Esse rappresentano, rispettivamente, il caso in cui la frequenza di risonanza della bobina di picco è troppo bassa (interna al tratto rettilineo della caratteristica), oppure è troppo alta. In corrispondenza del caso 44 Y si ottiene un segnale in uscita oltremodo irregolare (**figura 46 Y**).

Può, talora, determinarsi anche una oscillazione smorzata (**figura 47 Y**). Se la frequenza di risonanza è troppo alta si ha invece una oscillazione sovrapposta a distorsione (**figura 48 Y**).

Può capitare che il fattore di merito della bobina di picco, « Q », sia troppo elevato, e si hanno anche in questo caso figure del tipo 46 e 47 Y. Occorre allora connettere, in parallelo alla bobina, una resistenza di smorzamento (**figura 49 Y**).

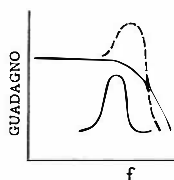


Fig. 44 Y - Se la frequenza di risonanza della bobina di picco è troppo bassa, la curva generale presenta un picco irregolare.

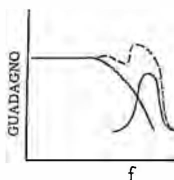


Fig. 45 Y - Se la frequenza di risonanza della bobina di picco è troppo alta si ha quest'altra irregolarità sulla curva complessiva.

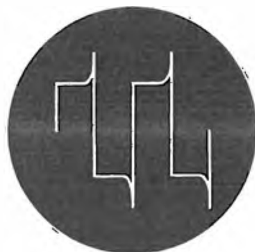


Fig. 46 Y - Con una esaltazione delle frequenze che risulti troppo all'interno della banda, le onde quadre assumono la forma indicata, ossia vengono distorte.

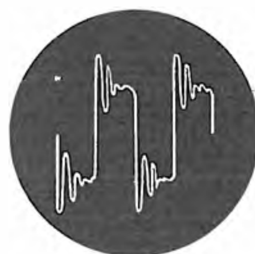


Fig. 47 Y - Se la frequenza di risonanza della bobina di picco è inadatta, si possono manifestare anche oscillazioni spurie ad andamento smorzato.

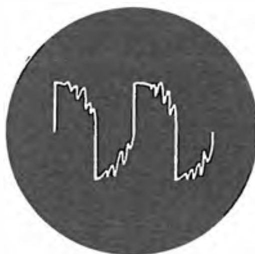


Fig. 48 Y - Esempio di forma d'onda quadra distorta a causa di una frequenza di risonanza troppo alta della bobina di picco.

Misure di distorsione e linearità

Una delle misure più interessanti che si possono eseguire sugli amplificatori riguarda la distorsione. L'importanza di questa prova deriva dal fatto che essa indica direttamente la fedeltà dell'apparecchio.

I metodi standard per la misura della distorsione sono fondati su varianti della seguente tecnica:

1) Un'onda sinusoidale assolutamente indistorta — avente una frequenza ben determinata — viene applicata ai terminali « di ingresso » dell'amplificatore che si vuole provare.
2) L'« uscita » dell'amplificatore è applicata ad un circuito, nel quale la frequenza fondamentale del segnale avviato all'ingresso viene soppressa attraverso un appropriato filtro passa-basso.
3) Se nel segnale non vi è alcuna armonica, all'uscita del filtro non si avrà alcuna tensione. Per le armoniche presenti si avrà invece una tensione in quanto, essendo il filtro accordato in modo da impedire il passaggio **solo alla fondamentale**, le armoniche stesse potranno passare: in altre parole, si determinerà in conseguenza, all'uscita, una tensione misurabile. Questa tensione indicherà che l'amplificatore ha distorto il segnale applicato alla sua entrata.
4) La citata tensione di distorsione viene misurata, e la percentuale di distorsione armonica risulta dal rapporto tra la tensione armonica e la somma di quest'ultima con la fondamentale. A questo proposito, le due tensioni devono essere misurate prima e dopo il filtro: la misura può essere eseguita sia con oscillografo che con voltmetro elettronico. Essa deve essere ripetuta a diverse frequenze, opportunamente scelte nella gamma delle frequenze acustiche.

Questo è il sistema che sta alla base di tutti gli strumenti di produzione commerciale (**figura 50 Y**) capaci di indicare la distorsione totale.

Dobbiamo far presente che le difficoltà che si interpongono nella effettuazione pratica della misura ora descritta sono molte. Innanzitutto, occorre che il generatore di segnali fornisca una tensione perfettamente sinusoidale: stru-

menti di tale genere devono essere scelti con cura.

Un'altra difficoltà notevole riguarda l'impiego dei filtri. Da un punto di vista ideale, un filtro per la misura della distorsione armonica dovrebbe essere tale da escludere completamente il passaggio della fondamentale, pur permettendo la trasmissione di tutte le armoniche superiori. Un filtro di caratteristiche tali deve avere una banda passante nettamente definita, che possa permettere misure di distorsione armonica precise fino a percentuali molto basse, deve essere progettato con accuratezza, e costruito con componenti di qualità, che presentino un alto fattore di merito Q; il fattore costo è notevole.

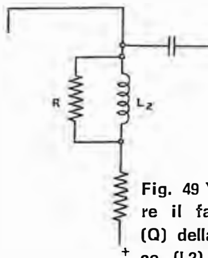


Fig. 49 Y - Per diminuire il fattore di merito (Q) della bobina di picco (L2) che può risultare troppo alto, si connette in parallelo ad essa una resistenza (R), il cui valore viene trovato sperimentalmente.

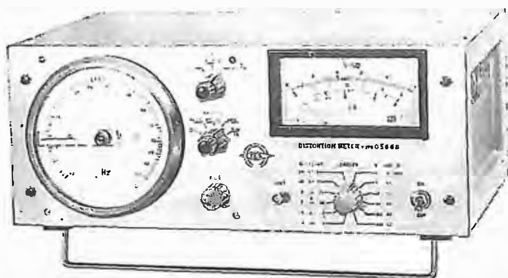


Fig. 50 Y - Distorsiometro. Può misurare la distorsione globale tra 10 Hz ed 1 MHz. Il filtro selettivo, ad alto Q, è a frequenza variabile. La misura è a lettura diretta sul millivoltmetro elettronico incorporato che può essere usato anche indipendentemente dal resto dello strumento (12 portate).

Un'altra misura che può essere interessante e significativa sugli amplificatori, è quella della **distorsione di intermodulazione**. Si tratta, in sostanza, di rilevare le interazioni tra due segnali di frequenza diversa, applicati contemporaneamente all'ingresso dell'amplificatore. Secondo le tecniche correnti, tali misure si effettuano applicando un segnale a frequenza molto bassa, ad esempio a 50 Hz, ed uno a frequenza molto alta, ad esempio 15 kHz.

Se l'amplificatore ha caratteristiche tali da non introdurre distorsione per intermodulazione, i due segnali compaiono all'uscita senza che si sia verificata alcuna azione reciproca tra di loro.

Se ciò non è, all'uscita, il segnale a frequenza maggiore risulta modulato da quello a frequenza minore. La tecnica per determinare tale percentuale di modulazione si può dividere allora nelle seguenti tappe:

1) La componente a frequenza alta modulata viene separata a mezzo di un adeguato filtro passa-alto.

2) Essa viene successivamente demodulata, ed il valore medio di questo segnale viene riportato ad un livello di riferimento predeterminato, agendo su di un controllo di volume.

3) La componente a frequenza bassa viene infine separata dal resto del segnale, con filtro passa-basso, e successivamente misurata con un voltmetro elettronico, tarato direttamente per misurare la percentuale di distorsione d'intermodulazione.

Anche per le misure di distorsione di intermodulazione, e per l'interpretazione dei risultati ottenuti, si hanno difficoltà.

I filtri passa-alto e passa-basso richiesti devono avere dei punti di passaggio piuttosto netti, per prevenire interferenze con le frequenze eliminate, e per evitare una imperfetta trasmissione di quelle da misurare, quindi, anche in questo caso occorre, per la costruzione dei filtri, usare componenti con alto fattore di merito.

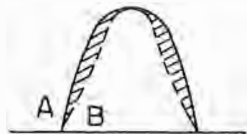


Fig. 51 Y - Sovrapposizione di due semialternanze, del segnale di entrata (A), e del segnale di uscita (B). La zona tratteggiata indica la differenza tra le due aree, che, divisa per l'area limitata da A, dà la percentuale di distorsione.

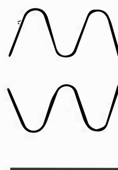


Fig. 52 Y - Sovrapponendo due semiperiodi sfasati (uno di entrata e uno di uscita) indistorti, la risultante (in basso) è nulla e si ha perciò, sull'oscillografo, una retta.

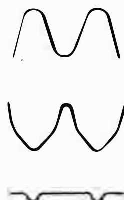


Fig. 53 Y - Se invece nel solo segnale di uscita è presente una alterazione, essa risulta evidente in seguito alla sovrapposizione e l'oscillografo la denuncia sulla sua traccia orizzontale.

Inoltre, sia i rapporti di ampiezza dei due segnali, che le loro frequenze, possono essere scelti in modo diverso, e si rende necessario, di conseguenza, eseguire un discreto numero di prove, corrispondenti a diverse combinazioni di frequenze e di ampiezze relative.

Perché un amplificatore effettui una fedele riproduzione, occorre che sia lineare e, per lineare, sappiamo che si intende un comportamento secondo il quale il segnale di uscita deve seguire con proporzionalità quello di entrata.

Se la tensione di ingresso viene, ad esempio, raddoppiata, anche la tensione di uscita deve diventare il doppio del suo valore di origine. Se la forma d'onda del segnale di entrata varia comunque, anche la forma d'onda di uscita deve seguire simili variazioni, naturalmente con l'ampiezza maggiore che si deve all'amplificazione.

Ogni genere di distorsione, sia essa armonica, di fase, di frequenza o di intermodulazione, è una causa che contribuisce a differenziare la forma d'onda d'uscita rispetto a quella di entrata.

Da ciò segue che una prova della linearità dell'amplificatore (del segnale di uscita rispetto al segnale di entrata) è molto importante ai fini della determinazione della fedeltà. Tale prova può essere effettuata con qualunque genere di segnale d'ingresso; non è necessario alcun generatore di segnali ad alta purezza, poiché un sistema per alta fedeltà deve riprodurre esattamente anche un'onda distorta applicata al suo ingresso.

Se l'andamento della tensione di uscita viene rappresentato, su di un grafico, rispetto a quello della tensione d'entrata, si dovrebbe ottenere, come sappiamo, per un amplificatore che non introduce distorsione, una linea retta.

Se la linea non è retta in ogni suo tratto, la percentuale secondo cui essa devia dall'andamento lineare è un indice della distorsione.

Diremo ora dei metodi adatti ad ottenere in modo rapido le misure di linearità.

Metodo dello sfasamento

Supponiamo che un segnale di prova sinusoidale venga applicato ai terminali di ingresso dell'amplificatore in esame. Una semialternanza del segnale di ingresso è rappresentata alla **figura 51 Y** (linea A).

Ora, se il segnale di uscita dell'amplificatore viene regolato in modo da avere la stessa tensione di picco, esso può apparire come risulta dalla curva B. L'area racchiusa dalla curva A, diminuita di quella relativa alla curva B, indica l'entità della deviazione del segnale di uscita rispetto a quello d'entrata: se questa differenza viene divisa per l'area racchiusa dalla curva A, ne risulta la percentuale di distorsione. L'area

tratteggiata, nella figura 51 Y, rappresenta, appunto, la differenza in questione.

La distorsione può essere rilevata in questo modo esaminando successivamente, sullo schermo di un oscillografo, i segnali d'uscita e d'entrata, purché si faccia attenzione a regolare i comandi in modo che i segnali presentino la stessa ampiezza di picco.

Per eseguire il confronto, le tracce possono essere disegnate a matita su una carta semitrasparente. I segnali d'entrata e d'uscita devono essere della medesima fase.

Alcune volte, allo scopo, si rende necessaria una rete di sfasamento a resistenza-capacità, nel caso in cui l'amplificatore che è in esame determini uno sfasamento del segnale.

Nel metodo dello sfasamento per la misura della distorsione, il segnale di ingresso è spostato di 180° rispetto al segnale di uscita, ed i due segnali vengono mescolati, dopo che sono stati regolati per una eguale ampiezza.

Se non si ha distorsione, poiché i due segnali sono eguali in ampiezza e opposti in fase, essi si cancellano l'un l'altro. Il fenomeno è rappresentato alla **figura 52 Y**, in basso.

Se invece il segnale d'uscita è distorto, solo quella parte di esso che è eguale ed opposta al segnale d'entrata si annulla: il rimanente, rappresentante la distorsione, ossia la deviazione rispetto al comportamento di assoluta linearità, appare sullo schermo, come da **figura 53 Y** (in basso). Esso può essere misurato anche con un voltmetro elettronico.

L'ampiezza dei picchi della componente di distorsione può essere successivamente paragonata col segnale complessivo di uscita, ed in tal modo si può facilmente calcolare la percentuale di distorsione.

Se il segnale prodotto dal generatore che si applica all'entrata è distorto, le cose non cambiano; infatti, se l'amplificatore non introduce distorsione, anche il segnale di uscita sarà distorto allo stesso modo, e si otterrà quindi ancora, sullo schermo dell'oscillografo, una traccia nulla orizzontale.

Se viceversa, l'amplificatore introduce distorsione, essa risulta sullo schermo come deviazione dell'andamento orizzontale.

Disturbi negli amplificatori

I disturbi presenti negli amplificatori di Bassa Frequenza sono determinati da tutti quei segnali che, non essendo presenti nella tensione di ingresso che si vuole amplificare, compaiono, tuttavia, all'uscita dell'amplificatore.

Molti tra questi disturbi sono dovuti ai diversi tipi di distorsione, e già abbiamo visto come si determinano e come sia possibile, entro certi limiti, eliminarli.

Tratteremo ora, invece, degli altri tipi di disturbi, che si possono raggruppare in tre diverse categorie:

1) **Oscillazioni parassite.** Si tratta, come dice il termine, di oscillazioni prodotte dall'amplificatore, dovute alla trasformazione delle condizioni di funzionamento di uno o più stadi, che, da amplificatori, divengono generatori.
2) **Rumore.** Si tratta di tensioni, talora a carattere transitorio, che si determinano all'interno di componenti dell'amplificatore, in seguito ad effetti termici od elettrici.
3) **Ronzìo.** È questo il disturbo più fastidioso e, a volte, il più difficilmente eliminabile. È determinato dalla presenza, nei circuiti di amplificazione, di segnali a frequenza di rete o alla sua frequenza doppia, provenienti dai circuiti di alimentazione.



Fig. 54 Y - Presenza di oscillazioni ad Alta Frequenza, in un segnale di Bassa Frequenza. Tali oscillazioni, benché non udibili in altoparlante, possono determinare deformazioni anche notevoli come si vede chiaramente dalla figura.

Oscillazioni parassite

Le oscillazioni parassite possono verificarsi sia a frequenza acustica che ad Alta Frequenza, e sono sempre determinate da una reazione positiva indesiderata, presente in uno o più circuiti dell'amplificatore.

Le oscillazioni ad Alta Frequenza, benchè non udibili in altoparlante possono determinare deformazioni anche notevoli, come si può osservare alla **figura 54 Y**. Ad intervalli regolari, in dipendenza di determinati valori istantanei della tensione del segnale, si ha il loro innesco.

Alla **figura 55 Y** è rappresentato un caso in cui le oscillazioni stesse si determinano indipendentemente dalla tensione istantanea del segnale, e sono quindi sempre presenti con ampiezza costante.

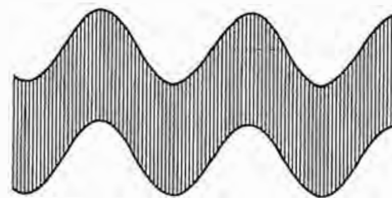


Fig. 55 Y - Presenza di oscillazioni di alta frequenza di ampiezza costante, sul segnale di B. Frequenza. Tali oscillazioni si determinano indipendentemente dalla tensione istantanea del segnale B. F.

Indubbiamente più gravi sono le oscillazioni a frequenza acustica, poiché vengono effettivamente percepite dall'ascoltatore (suono fastidioso, sovrapposto a quello da riprodurre).

Le oscillazioni a frequenza acustica possono aver luogo non solo per accoppiamenti parassiti a carattere induttivo tra collegamenti appartenenti a diversi circuiti, ma anche per ragioni tecniche circuitali vere e proprie.

Una delle cause più banali, ed anche più facili da eliminare, che può determinare l'innesco di oscillazioni a frequenza acustica, è costituita da un'involontaria inversione dei collegamenti di controreazione alla bobina mobile dell'altoparlante.

Uno dei circuiti di controreazione più usati è basato sulla retrocessione di parte del segnale

presente sul secondario del trasformatore di uscita. Ora, dato che non è possibile, in genere, distinguere uno dall'altro i terminali di tale avvolgimento, può capitare, durante la costruzione, di invertire i collegamenti.

In tale circostanza, la reazione diviene positiva, e determina l'innesco di oscillazioni a frequenza acustica, riprodotte dall'altoparlante.

Quando si verifica questo difetto, ovviamente, è sufficiente invertire i collegamenti di controreazione perché il funzionamento ritorni regolare.

Un'altra causa, di più difficile eliminazione, è costituita da accoppiamenti di carattere induttivo, dovuti alla vicinanza di collegamenti.

Ciò si verifica specialmente nel caso dei collegamenti ad alta impedenza, tra cui, principalmente, quelli di griglia nel caso di valvole, poiché in queste circostanze è sufficiente un trasferimento minimo di energia elettromagnetica per determinare tensioni di reazione notevoli.

Anche la stessa controreazione, o reazione negativa, può facilitare, in alcuni casi, l'innesco di oscillazioni.

Come sappiamo, infatti, l'effetto della controreazione non è lineare su tutta la gamma delle frequenze acustiche; se si fa in modo che il segnale retrocesso sia esattamente in fase col segnale di ingresso ad una certa frequenza centrale della gamma, gli sfasamenti delle alte frequenze, ed in particolare di quelle estreme, risultano diversi.

È quindi possibile che, particolarmente alle frequenze molto alte e molto basse, come abbiamo già detto, la reazione si trasformi da negativa in positiva, facilitando così l'innesco di oscillazioni.

Rumore

Nel caso di valvole, un effetto che spesso si manifesta all'interno delle stesse, particolarmente grave nel caso di quelle facenti parte dei primi stadi di amplificazione, è il cosiddetto « effetto microfonico ».

Esso è determinato essenzialmente dalla non perfetta rigidità della struttura interna, che può quindi entrare in vibrazione meccanica ad una frequenza acustica o subacustica. Tale vibrazione può verificarsi soprattutto nel caso in cui gli altoparlanti si trovino vicino alla valvola in questione, potendo per questo fatto comunicare ad esse delle vibrazioni meccaniche, attraverso le onde acustiche di compressione e rarefazione dell'aria.

Sempre nel caso di valvole, un altro rumore che ha origine all'interno delle valvole dei primi stadi, è dovuto alla discontinuità del flusso di corrente che percorre una valvola.

Il flusso, infatti, non è perfettamente continuo, ma è costituito da moltissimi elettroni, il cui movimento e la cui emissione da parte del catodo avvengono con una certa irregolarità. Questa irregolarità determina, sugli elettrodi, delle piccolissime tensioni istantanee di rumore, le quali vengono amplificate da tutti gli stadi successivi fino a dare luogo, in altoparlante, ad un caratteristico fruscìo.

L'effetto di « agitazione termica » degli elettroni all'interno dei conduttori, può anch'esso determinare delle tensioni di rumore variabili istantaneamente, in dipendenza della posizione che gli elettroni assumono in ogni determinato momento, all'interno dei conduttori.

Questo effetto si manifesta con maggiore gravità all'interno dei resistori, e particolarmente di quelli d'entrata e d'uscita in funzione di carichi.

Esso viene denominato « rumore termico » poiché il movimento caotico degli elettroni all'interno dei conduttori dipende dalla temperatura ed aumenta con essa. Il rumore termico dà luogo, in altoparlante, ad un fruscìo simile a quello determinato dall'effetto precedente.

Altri rumori (sempre in caso di valvole) quali « scricchiolii » e simili, vengono determinati da spostamenti di assestamento degli elettrodi all'interno di qualcuna delle valvole, movimenti che avvengono, in genere, durante i primi minuti di accensione dell'apparecchio, e sono dovuti all'effetto di dilatazione termica delle strutture metalliche.

Il ronzio

Il ronzìo è quel disturbo che ha origine per l'induzione, nei circuiti percorsi dal segnale, di campi elettrici o magnetici determinati da circuiti vicini percorsi da corrente alternata a 50 Hz, o pulsante a 100 Hz.

Esso può altresì avere luogo per la presenza di una notevole componente alternata nella tensione continua di alimentazione degli stadi.

Il ronzìo è un disturbo particolarmente grave negli amplificatori ad alto guadagno poiché viene indotto nei primi stadi, e successivamente fortemente amplificato dagli stadi seguenti, presentandosi quindi all'uscita, con un'ampiezza notevole.

Alla **figura 56 Y** vediamo due diverse immagini ottenute in seguito all'applicazione, all'ingresso verticale di un oscillografo, di un segnale sinusoidale prelevato all'uscita di un amplificatore, segnale al quale è sovrapposto del ronzìo.

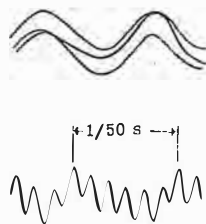


Fig. 56 Y - Due immagini oscillografiche di segnale sinusoidale di B. Frequenza con ronzio o rumore di fondo sovrapposto.

Le possibili sorgenti di ronzìo sono i campi magnetici dispersi, i campi elettrostatici dispersi, la corrente alternata che percorre i filamenti delle valvole, ed i circuiti imperfetti di livellamento delle tensioni di alimentazione.

Quest'ultima causa è facilmente eliminabile, usando componenti di caratteristiche adeguate, mentre le precedenti richiedono soprattutto molta cura nella disposizione dei componenti e dei collegamenti in sede di realizzazione pratica.

Il ronzìo più difficile da eliminare è, comun-

que, quello determinato dai campi elettrici e magnetici dispersi.

I campi magnetici, infatti, inducono tensioni in tutti gli avvolgimenti, ed in particolare nei trasformatori di entrata (**figura 57 Y**), intervalvolari, e d'uscita. Inoltre, possono determinare delle correnti in « anelli di massa », di cui parleremo più avanti, e perfino riescono ad influenzare i flussi elettronici all'interno delle valvole.

Le più pericolose sorgenti di campi magnetici, nelle vicinanze dei circuiti di alimentazione, sono il trasformatore di alimentazione, le induttanze di filtro, i collegamenti ai filamenti, il cavo di alimentazione, e, talora, lo stesso trasformatore di uscita.

Vedremo in seguito come sia possibile eliminare, od almeno ridurre a proporzioni trascurabili, l'effetto dei campi magnetici.

Anche i campi elettrostatici possono arrecare notevoli disturbi, specialmente nei circuiti che presentano un'alta impedenza verso massa. Infatti, ogni carica elettrostatica indotta, nello scaricarsi a massa, determina una tensione di ronzìo proporzionale all'impedenza che incontra. In particolare, allorché si ha una resistenza d'entrata verso massa molto elevata, dell'ordine di alcuni Mohm, una piccolissima corrente indotta può determinare una tensione di ronzìo alquanto elevata.

Altri disturbi di questo tipo possono verificarsi in seguito a circostanze completamente estranee all'amplificatore. Ad esempio, alla **figura 58 Y**, è rappresentato il disturbo ottenuto in seguito all'interferenza dovuta ad una lampada fluorescente.

Dopo aver parlato dei vari disturbi o rumori parassiti che si manifestano più comunemente negli amplificatori, esaminiamo ora I rimedi per eliminarli.

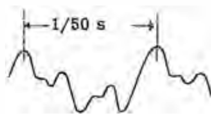


Fig. 57 Y - Sullo schermo dell'oscillografo il rumore di fondo dovuto ad induzione si presenta come in figura. È facile osservare, agendo con schermature, se tale anomalia diminuisce o viene addirittura annullata.

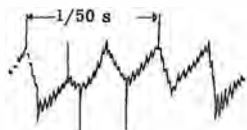


Fig. 58 Y - Oltre ai disturbi di cui alle illustrazioni precedenti vi possono essere disturbi indipendenti dall'amplificatore. È questo il caso, ad esempio, del ronzio prodotto dalla vicinanza di lampade fluorescenti.

Come evitare i disturbi

Le oscillazioni parassite, essendo sempre originate da una reazione positiva, richiedono, soprattutto, che si evitino lunghi collegamenti paralleli tra di loro, poiché tra di essi si potrebbero facilmente determinare trasferimenti di tipo induttivo.

Ad ogni modo, una sistemazione razionale dei componenti sul telaio dell'amplificatore può eliminare, in gran parte, la necessità di collegamenti lunghi tra i conduttori che trasportano il segnale ad audiofrequenza.

Se nell'amplificatore vi sono trasformatori di entrata, è auspicabile che essi si trovino a molta distanza dall'eventuale trasformatore di uscita, per evitare ritorni di energia elettromagnetica. Allo stesso scopo conviene usare trasformatori di uscita di alta qualità, con una minima percentuale di flusso disperso.

In linea di massima se negli amplificatori si determinano oscillazioni dovute ai circuiti di controreazione, sono necessarie modifiche nei valori dei componenti relativi o, come già detto, l'inversione dei collegamenti.

Circa i diversi tipi di rumore non sono necessarie particolari precauzioni, se si eccettua l'impiego, nei primi stadi, di elementi attivi a basso rumore interno, e di resistori ad elevata stabilità, del tipo a strato metallico, per evitare l'insorgere di rumore termico.

Veniamo, infine, ai diversi tipi di ronzìo, per eliminare i quali, oltre a quanto già detto precedentemente, occorre:

1 - Orientare sul telaio i nuclei dei trasformatori di alimentazione e dell'induttanza di filtro parallelamente tra di loro, ma perpendicolarmente sia al trasformatore di uscita che all'eventuale trasformatore di entrata. Questi ultimi componenti, devono, a loro volta essere perpendicolari tra di loro (sulla terza dimensione).

2 - Curare il più possibile i circuiti di filtro, in modo che il livellamento delle tensioni sia perfetto.
Eventualmente è possibile verificare l'intero settore di alimentazione con l'oscillografo.

3 - I collegamenti ai filamenti delle eventuali valvole vanno eseguiti con filo intrecciato. In tal modo, i flussi dovuti ai due fili si annullano parzialmente a vicenda.

4 - Il ritorno a massa è uno dei collegamenti che, negli amplificatori, risulta essenziale ai fini della riduzione del ronzìo. Allo scopo, deve essere usato un filo di rame nudo (o una apposita pista del circuito stampato) di sezione tale da renderlo sufficientemente rigido, che deve essere fissato, su due ancoraggi isolati, da un capo all'altro del telaio.

Si può iniziare, da un lato, con il collegamento al centro del secondario di AT del trasformatore poi verranno saldati gli elettrolitici, la cui custodia metallica deve essere isolata dal telaio, i « ritorni » dello stadio finale e quelli dello stadio pilota, ecc. sino a pervenire allo stadio di ingresso.

I « ritorni » dello stadio di ingresso devono fare capo ad un punto comune del conduttore di massa, al quale devono anche giungere i lati « freddi » delle varie prese di ingresso. Lo stesso punto va collegato al telaio.

È indispensabile collegare a massa in un sol punto le calze schermanti dei cavi allo scopo di evitare i cosiddetti « anelli di massa », che non sono altro che circuiti formanti una spira chiusa.

L'esecuzione accurata dei collegamenti di massa è forse l'operazione più difficile dell'intero montaggio. Per il resto, basta seguire le usuali precauzioni nella tecnica delle saldature e le avvertenze che vengono date per ogni scatola di montaggio.

Amplificatore stereo a 20 watt per canale



Comodità di accesso per la regolazione dei diversi comandi intervento, indicazione luminosa dell'accensione e del sovraccarico, filtri antifruscio e fisiologico inseribili a pulsante e commutazione — a pulsante — delle quattro diverse entrate, sono alcune delle caratteristiche costruttive più significative dell'amplificatore.

L'interesse per il settore dell'Alta Fedeltà può essere dovuto a motivi diversi che portano a scelte conseguenti allorché si decide di dotarsi di un impianto idoneo. Se tale interesse non è quello di voler esternare le possibilità economiche dell'acquirente o quello di voler far vibrare le pareti dell'appartamento, ma semplicemente è il desiderio di un perfetto ascolto — soddisfacente al massimo, si intende, dal punto di vista musicale — l'amplificatore che qui si descrive risulta essere indubbiamente l'apparecchio più qualificato per la scelta.

A questo amplificatore è possibile collegare tutti gli elementi d'ingresso tradizionali come giradischi, magnetofono, radiosintonizzatore, nonché i giradischi dotati di « pick-up » magnetico.

Il largo uso di circuiti integrati garantisce le massime prestazioni mantenendo semplice la costruzione, ed annullando la necessità di messa a punto.

Costruzione robusta e presentazione elegante completano le qualità di questo apparecchio.

Esso è di media potenza, di ottima fedeltà, di perfetta funzionalità. L'impiego estensivo di microcircuiti integrati rende possibile prestazioni che poco tempo fa erano impensabili con l'uso di componenti discreti, a meno di non essere disposti a pagare il prezzo di una estrema complicazione costruttiva e di una notevole difficoltà nelle operazioni di messa a punto.

Con l'uso della tecnica integrata è stato possibile ottenere invece una grande semplicità costruttiva, con il minimo di componenti esterni, e, come si è detto, l'eliminazione completa delle operazioni di messa a punto.

Questi risultati sono stati ottenuti senza sacrificio alcuno del rendimento.

Il complesso, contenuto in elegante mobile metallico, permette un gran numero di applicazioni.

L'ingresso a preamplificazione separata per testine grammofoniche magnetiche risolve un problema molto attuale, in quanto l'optimum di fedeltà di riproduzione si ottiene con questo sistema, ma, dato il basso livello di segnale del trasduttore, è impossibile applicarlo ad un amplificatore convenzionale.

Una complessa rete di adattamento e di equalizzazione provvede ad adattare l'amplificatore a tutti i trasduttori normalmente in uso.

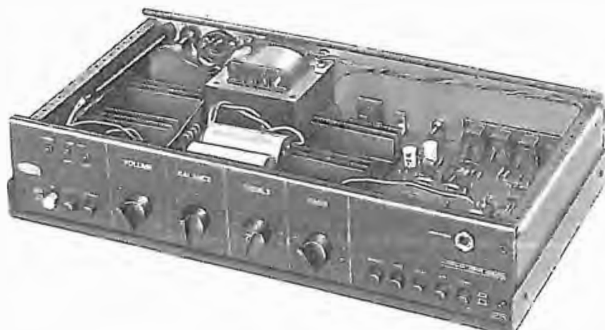
Oltre al già nominato ingresso stereo, sono previsti ingressi distinti per testine piezoelettriche ceramiche ed a cristallo, registratore a nastro o riproduttore di cassette, sintonizzatore radio, ecc.

Tutti questi elementi possono rimanere costantemente collegati all'amplificatore e possono venire selezionati dai commutatori a tastiera disposti sul frontale. Questa disposizione risulta particolarmente utile quando si desideri commutare a volontà le diverse entrate in base ad un programma prestabilito o estemporaneo.

Una novità è costituita dalla presenza di un filtro, inseribile a volontà, per il taglio delle frequenze alte che costituiscono il fruscio e gli altri rumori indesiderati, specialmente nell'ascolto delle stazioni radiofoniche a modulazione di frequenza stereo.

Un altro interessante dispositivo è il segnalatore luminoso di sovraccarico. Infatti, quando entra in funzione l'indicatore luminoso vuol dire che il segnale in uscita raggiunge un'eccessiva potenza e presenta una distorsione superiore a quella prescritta, quindi occorre solamente diminuire il livello del segnale di pilotaggio per tornare alle condizioni ottime di funzionamento.

Tra le altre caratteristiche costruttive, il pulsante che in caso di entrata monofonica mette in parallelo i due canali stereo, la presa per l'ascolto in cuffia con esclusione automatica degli altoparlanti e l'esecuzione con linea moderna del cofanetto metallico a basso profilo (solo 70 mm).



Per ridurre ulteriormente la presenza di disturbi si è previsto anche un serrafilo di massa da connettere alla carcassa del motore del giradischi che fosse provvisto di tale collegamento.

Un altro controllo inseribile a volontà mediante pulsante (LOUDNESS) consente un'esaltazione dei toni bassi quando si è costretti ad un ascolto con volume particolarmente basso. L'efficacia di questo dispositivo diminuisce mano a mano che si aumenta la regolazione del volume.

Struttura ed estetica

L'apparecchiatura completa è disposta entro un robusto ed elegante mobile metallico dal profilo basso.

I comandi hanno una disposizione che ne permette la facile accessibilità. Sul frontale dell'apparecchio sono disposti i comandi per la regolazione del volume, dei toni alti, dei toni bassi e del bilanciamento.

Due pulsantiere separate permettono l'accensione dell'apparecchio, l'inserzione facoltativa del filtro audio, del controllo LOUDNESS e la scelta del segnale d'ingresso.

Nel caso di segnali monoaurali il tasto MONO provvede a mettere in parallelo i due canali.

Troviamo ancora sul frontale i LED di segnalazione del sovraccarico, il LED di segnalazione rete, e la presa per cuffia.

Una piastra a circuito stampato, unica, accoglie tutti i componenti per i quali vi sono, serigrafate, precise indicazioni (valori e sigle schematiche) per il posizionamento. Solo alcuni collegamenti con filo devono essere fatti tra i pannelli frontale e retrostante e questa piastra.

Sul pannello posteriore troviamo le prese di connessione con le casse acustiche e con i trasduttori d'entrata, il cavo di alimentazione, il fusibile di protezione, il cambiatensione ed il morsetto di massa.

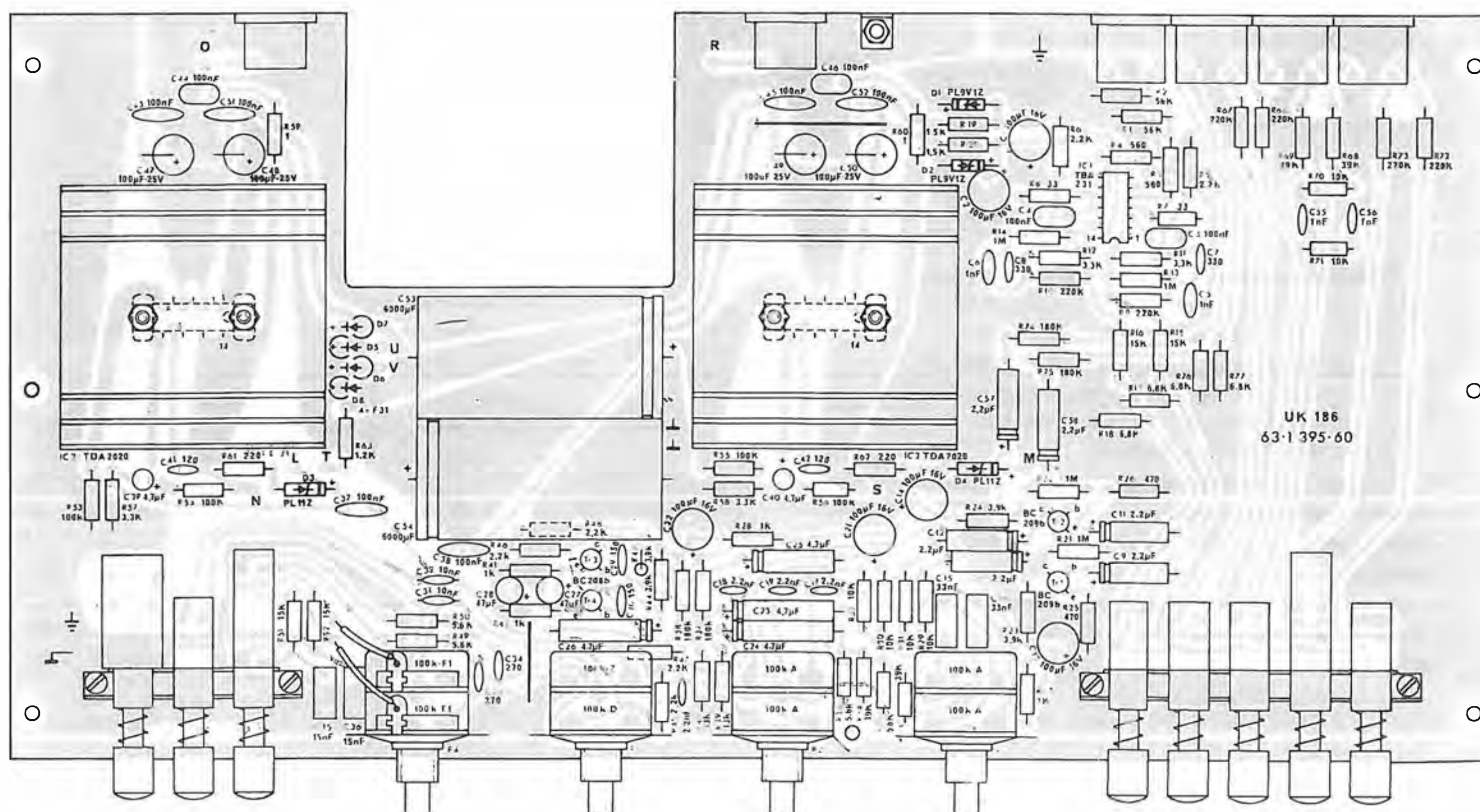
Lo schema elettrico

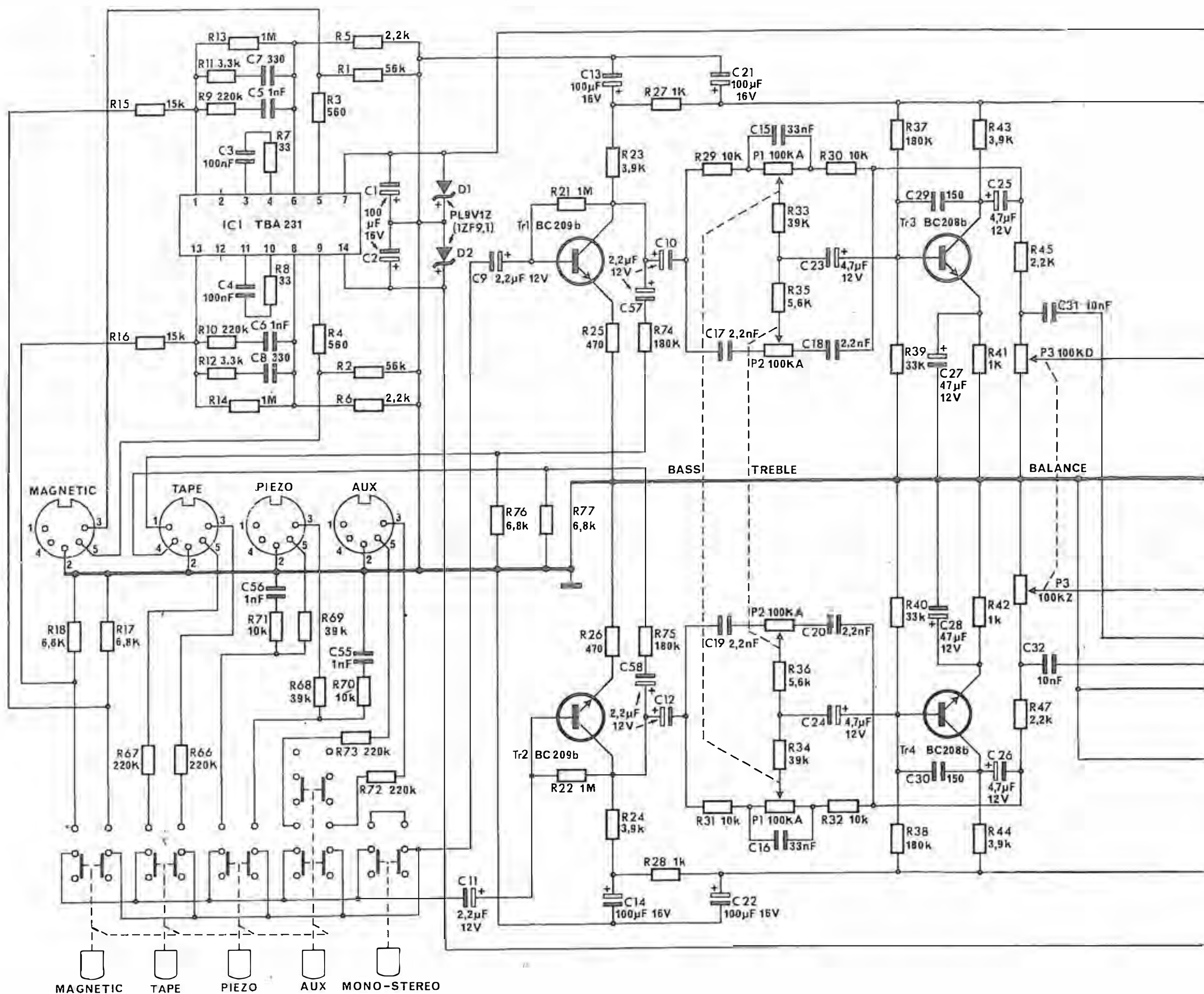
Una particolare importanza assume la sezione di ingresso in quanto da un corretto trattamento del segnale ai suoi livelli più bassi dipende la possibilità di ottenere il migliore risultato finale.

La rete d'ingresso prevede l'utilizzazione di ben quattro diverse possibilità. In diverse prese con dispositivi di adattamento individuale si possono utilizzare segnali provenienti da testine grammofoniche magnetiche, piezoelettriche ceramiche e cristallo, riproduttori a nastro o musicassette, più una presa ausiliaria prevista principalmente per la connessione di un radiosintonizzatore F.M. che descriveremo più avanti.

La presa per « pick-up » magnetico manda il segnale ad un doppio amplificatore operazionale integrato IC1 che preamplifica ambedue i canali con alto guadagno e basso rumore.

Una rete di controreazione formata da R13, R11-C7, R9-C5 e corrispondenti per l'altro canale, consente, con la sua opportuna risposta in frequenza, l'equalizzazione del segnale, per liberarlo dalle alterazioni volutamente introdotte in sede di incisione, e per limitare gli effetti di fruscio.





Il segnale proveniente da IC1, che si sviluppa ai capi delle resistenze R17, R18, è applicato all'ingresso dei successivi stadi.

Tramite il commutatore a tastiera anche gli altri ingressi, ciascuno provvisto della propria rete di equalizzazione, vengono applicati allo stadio preamplificatore comune.

I piedini 1 e 4 della presa TAPE, prelevano il segnale dal primo stadio di preamplificazione utilizzandolo per la registrazione diretta su nastro.

D'ora in poi esamineremo solo il circuito del canale sinistro, essendo l'altro la sua copia esatta.

Il segnale subisce una prima amplificazione in Tr1 e quindi passa attraverso un doppio filtro regolabile, che provvede ad un'attenuazione variabile dei toni acuti e dei toni gravi.

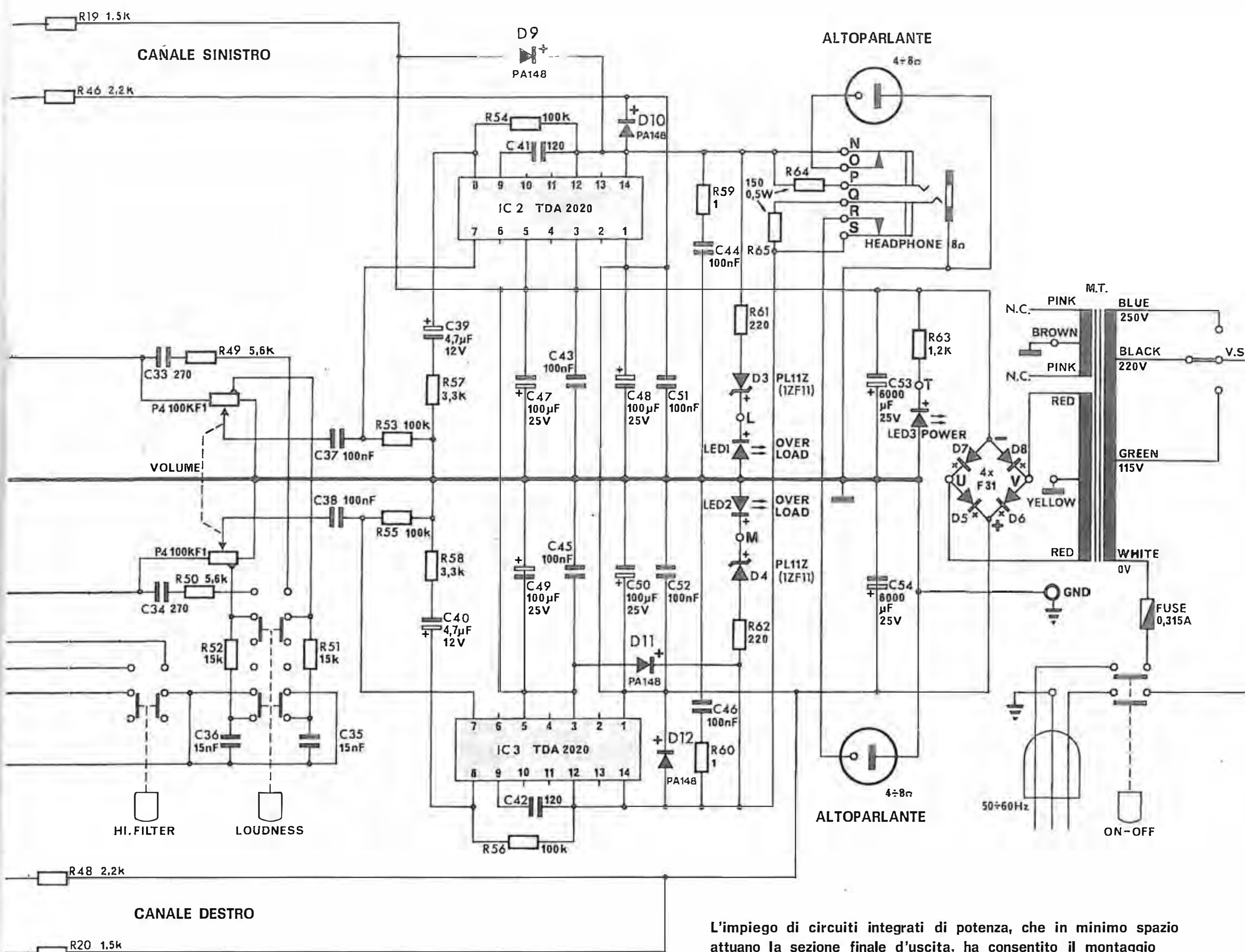
La disposizione del filtro in un circuito di retroazione ne esalta l'efficacia per l'intervento dell'amplificazione di Tr3 (filtro attivo).

Per i toni bassi intervengono R29-C15-R30 - P1, e per i toni alti C17 - P2 - C18.

Tra l'uscita degli stadi preamplificatori e lo stadio finale abbiamo il filtro inseribile a piacere formato da C31 e dalle resistenze R45 e P3 per il taglio dei toni acuti quando questo si renda necessario per eliminare, ad esempio, il fruscio di una sottoportante F.M.

Anche il controllo LOUDNESS inseribile a piacere e formato da C33, R49, R51, C35, agisce selettivamente in favore dei toni bassi, fornendo una resa di migliore sonorità, a livelli bassi di volume.

Il segnale passa quindi, opportunamente parzializzato dal regolatore di volume, agli amplificatori finali, che sono corredati da alcuni componenti esterni necessari per correggere la



L'impiego di circuiti integrati di potenza, che in minimo spazio attuano la sezione finale d'uscita, ha consentito il montaggio sulla stessa piastra di tutto il settore d'entrata con preamplificatore, filtri, comandi separati dei toni, ecc.
La distorsione, a 18 watt per canale è inferiore all'1%.
Le sensibilità in entrata sono di 2,5 - 100 - 250 - 250 mV per il « pick-up » magnetico, piezoelettrico, radio e registratore rispettivamente.

banda passante ed eliminare la possibilità di auto-oscillazione.

All'uscita è applicato il dispositivo di segnalazione del sovraccarico che interviene circa 2 W prima della potenza massima e di conseguenza il segnale presenta una bassa distorsione.

La tensione di segnale è applicata allo Zener D3 attraverso la resistenza limitatrice di corrente R61. Quando la tensione di uscita supererà il valore della soglia zener, nel circuito passerà una corrente che provocherà l'accensione del diodo LED 1.

Siccome il sovraccarico si avrà per i picchi di modulazione, l'accensione del LED sarà intermittente. In pratica il maggior tempo di accensione corrisponde ad un maggior sovraccarico medio e di conseguenza ad una maggiore distorsione.

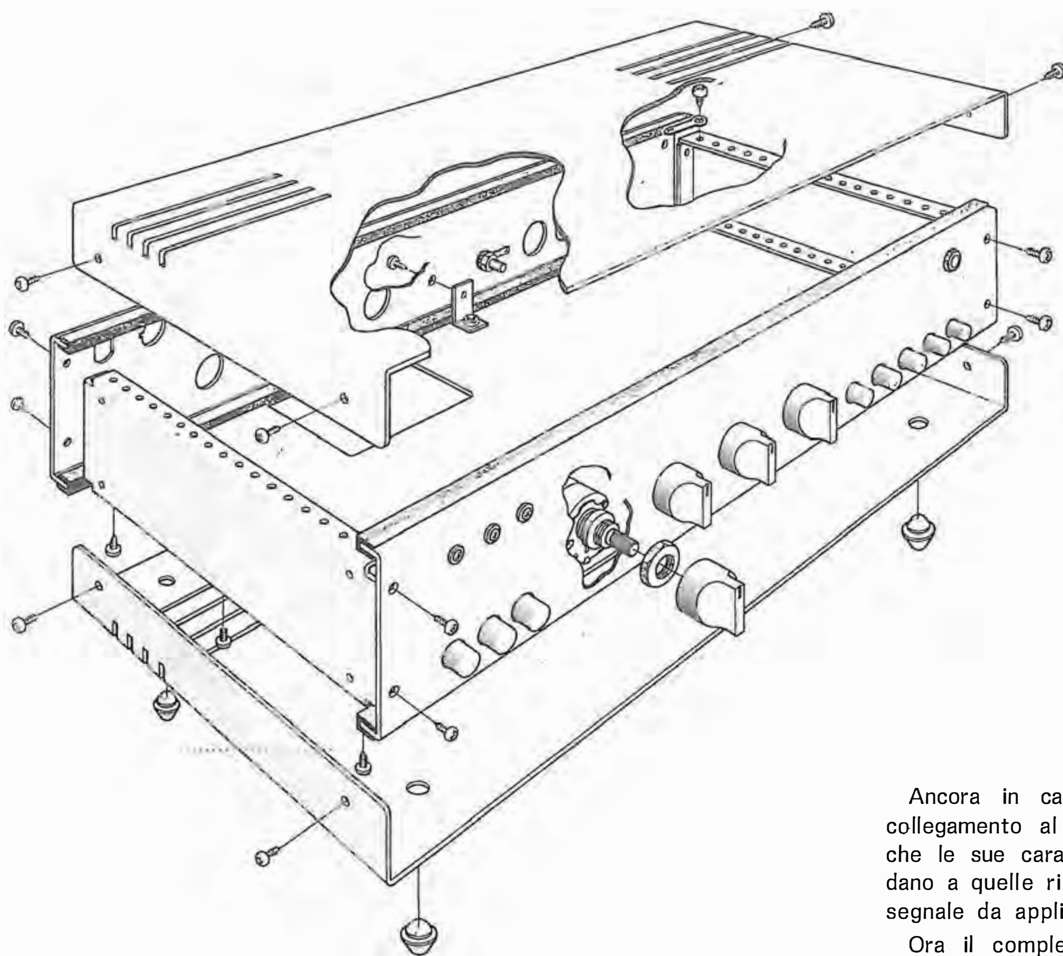
Pertanto è bene limitarsi ad una sonorità non eccedente ai primi lampeggi dei LED (OVERLOAD), sicuramente priva di distorsione.

Il segnale di uscita va quindi applicato ad una coppia di casse acustiche di buona qualità provviste possibilmente di canali separati per i toni alti ed i toni gravi per ottenere la migliore resa musicale. È possibile anche l'ascolto in cuffia.

L'alimentazione è dalla rete a tre tensioni selezionabili con cambiatensioni, raddrizzatore a ponte D5-D6-D7-D8 e filtraggio C53-C54.

Per il circuito preamplificatore è previsto un ulteriore livellamento (C13-R27-C21 per il canale sinistro e C14-R28-C28 per quello destro).

Per il circuito integrato di amplificazione del segnale da « pick-up » magnetico è prevista anche una stabilizzazione della tensione a mezzo degli Zener D1-D2 e condensatori C1-C2.



La cassetta-custodia è razionale nella sua composizione. Ad assemblaggio terminato l'aspetto è quello semiprofessionale comune a tutti gli amplificatori di questo genere. Il peso è ridotto (3,3 chilogrammi) e le dimensioni sono di 37,5 x 20 x 7,5 cm.

Messa in funzione

Dal momento che non sono previsti sullo schema punti di regolazione semifissi, l'amplificatore dovrà immediatamente funzionare appena collegato.

Per il collegamento con i vari apparecchi, riferirsi alla figura riprodotta qui in basso, a destra.

Fare attenzione a che i collegamenti agli ingressi siano in cavetto schermato, mentre per gli altri basterà la normale treccia bipolare.

Per prima cosa connettere con treccia normale, le due casse acustiche. Se del tipo che presentiamo qui di seguito su queste pagine, andranno senz'altro bene, altrimenti bisognerà controllarne l'impedenza e la potenza dissipabile. L'impedenza dovrà essere da 4 oppure 8 ohm, e la potenza di 20 W minimo.

Il riproduttore fonografico andrà collegato alla presa MAGNETIC se dotato di un « pick-up » magnetico ed alla presa PIEZO se dotato di un normale « pick-up » piezoelettrico. Ambedue i collegamenti devono essere eseguiti con cavetto schermato.

In cavetto schermato dovrà essere anche il collegamento del registratore a nastro.

Ancora in cavetto schermato effettuare il collegamento al radiosintonizzatore. Accertarsi che le sue caratteristiche di uscita corrispondano a quelle riportate nei dati generali per il segnale da applicare alla presa AUX.

Ora il complesso è pronto per funzionare.

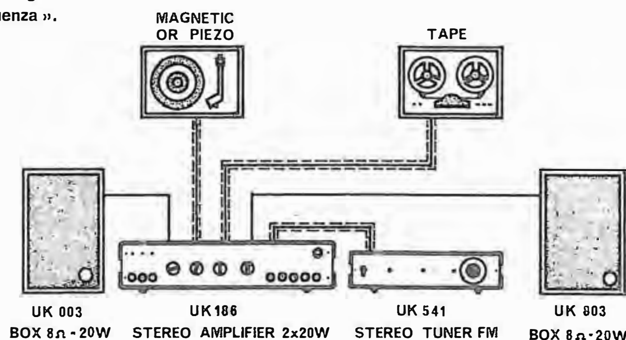
Prima di collegare la spina alla rete elettrica accertarsi che la tensione indicata sul cambiatensioni corrisponda a quella della rete di distribuzione.

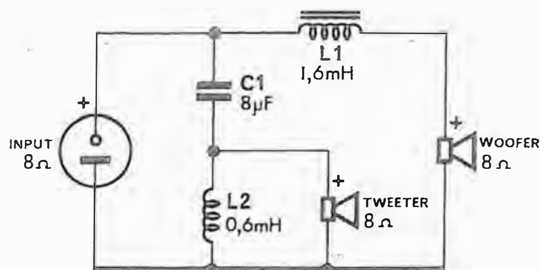
Una volta collegato ed acceso l'apparecchio, questo deve subito funzionare correttamente.

Se qualcosa non andasse o se si verificassero distorsioni anormali, ricontrollare il montaggio e misurare le varie tensioni indicate sullo schema elettrico, con un « tester » da 20 000 ohm per volt. Le tensioni rilevate devono corrispondere con buona approssimazione a quelle segnate.

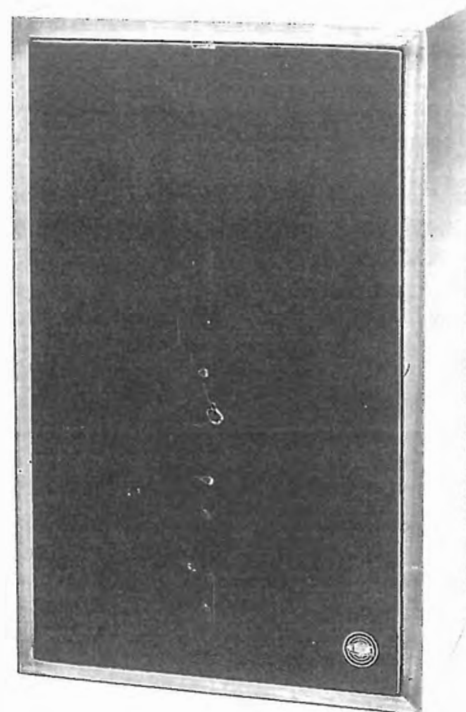
A volume al minimo è normale una differenza di temperatura tra un integrato e l'altro a causa di valori diversi della corrente di riposo degli integrati stessi.

Installazione tipica dell'amplificatore con le fonti di segnale e le due casse acustiche che descriviamo qui, nella pagina di fronte. Sono riportate le sigle dei rispettivi «kit» della serie Amtron. Per la ricezione radio a Modulazione di Frequenza ed in stereofonia è previsto un sintonizzatore la cui descrizione realizzativa viene pubblicata all'argomento « Modulazione di Frequenza ».





Casse acustiche da 20 watt



La presa per l'innesto d'entrata del segnale ha un'indicazione di polarità al fine di facilitare la giusta connessione di fase allorché — come è indispensabile — le casse acustiche sono più di una. Il «woofer» è l'altoparlante per le frequenze basse ed il «tweeter» quello per le frequenze alte.

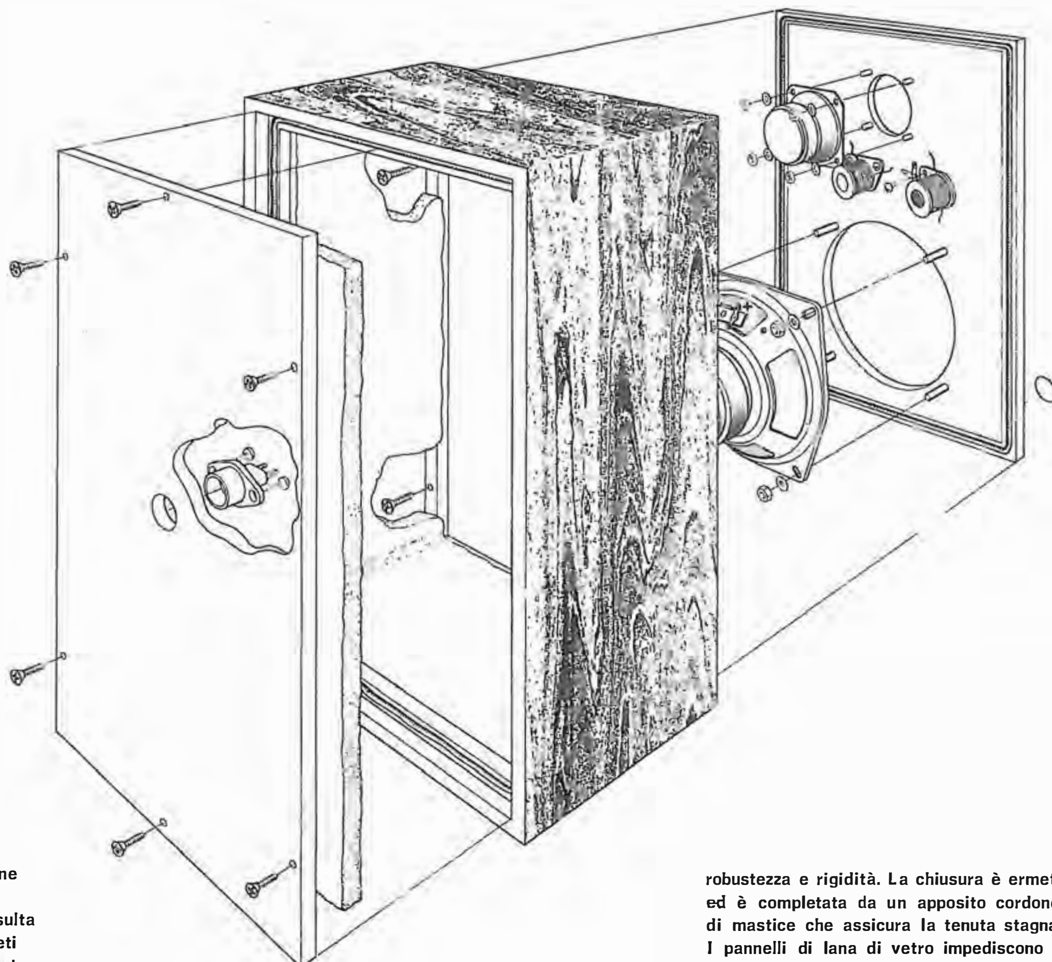
Come è noto, non si può collegare un altoparlante nudo all'uscita di un amplificatore ad alta fedeltà senza incorrere in notevoli deformazioni del suono. L'altoparlante, per funzionare correttamente deve essere montato entro un contenitore appositamente calcolato, che fa parte del circuito acustico, e che ha, tra l'altro, lo scopo di impedire l'interferenza tra le onde sonore emesse verso il davanti con quelle provenienti dal retro o comunque riflesse.

Inoltre, per tenere conto del fatto che la curva di risposta (intensità sonora rispetto alla frequenza) non è perfettamente lineare su tutta la gamma acustica udibile per un singolo altoparlante, si è provveduto a montare nella cassa acustica che presentiamo, due altoparlanti.

L'altoparlante con il minor diametro ha la sua zona di riproduzione lineare spostata verso i toni alti ed è quindi destinato alla loro emissione.

L'altoparlante di diametro maggiore si comporta in modo migliore nella riproduzione dei toni bassi.

Con due altoparlanti si può quindi ottenere una resa sonora che si avvicina molto alle



Questo disegno offre una chiara visione di tutto l'assieme; sulla sua scorta il collocamento delle diverse parti risulta inequivocabile. Lo spessore delle pareti della cassa è tale da conferire la dovuta robustezza e rigidità. La chiusura è ermetica ed è completata da un apposito cordone di mastice che assicura la tenuta stagna. I pannelli di lana di vetro impediscono le riflessioni interne.

condizioni ideali di ascolto. Naturalmente però, bisogna alimentare ciascun altoparlante con la banda di frequenze che è capace di tradurre in suono con la minima distorsione, sopprimendo il più possibile ai suoi morsetti tutte le altre frequenze.

Avremo quindi bisogno di installare prima degli altoparlanti due filtri che provvedano a selezionare le frequenze secondo il nostro bisogno.

Per ottenere una selezione di frequenze diverse (filtraggio) si approfitta del comportamento non lineare con la frequenza delle induttanze e delle capacità. Infatti, la reattanza (che per la corrente alternata corrisponde alla resistenza per la corrente continua), varia per le induttanze e per le capacità in modo opposto al variare della frequenza.

Le induttanze, ci è noto, presentano alla corrente continua una resistenza praticamente nulla, mentre alla corrente alternata presentano una reattanza che cresce con il crescere della frequenza.

Il contrario accade per le capacità, che presentano alla corrente continua una resistenza praticamente infinita, mentre la reattanza alla corrente alternata diminuisce col crescere della frequenza.

Considerando lo schemino riprodotto sulla pagina precedente vediamo che l'altoparlante WOOFER, destinato alla riproduzione dei toni bassi, viene alimentato attraverso l'induttanza L1 che oppone una reattanza maggiore ai toni alti.

Questi toni alti che trovano difficoltà a passare attraverso L1, trovano invece una facile strada verso massa e quindi verso la loro eliminazione, attraverso la serie di C1 e di L2, che formano un filtro passa-alto, ossia che lascia passare meglio le frequenze maggiori di un certo valore dato dalla costante di risonanza del circuito serie L2-C1.

Una parte di queste frequenze viene prelevata ai capi di L2 ed inviata all'altoparlante TWEETER per la riproduzione dei toni alti.

La presenza degli utilizzatori WOOFER e TWEETER, naturalmente favorisce la resa del filtro, in quanto, utilizzandole in proprio, impediscono l'arrivo delle frequenze di loro competenza all'altro altoparlante. Quindi senza gli altoparlanti, o con altoparlanti di impedenza diversa da quella per la quale il filtro è stato calcolato, questo non può funzionare in modo corretto.

La disposizione degli elementi deve anche tenere conto della necessità di presentare ai morsetti d'entrata una impedenza (somma vettoriale delle reattanze e delle resistenze) di 8 Ω verso l'amplificatore di alimentazione.

Per il montaggio della cassa acustica bisogna fissare al frontale i due altoparlanti (il WOOFER è quello di maggior diametro) e le due bobine d'induttanza, L1 con il nucleo di ferrite ed L2 senza nucleo.

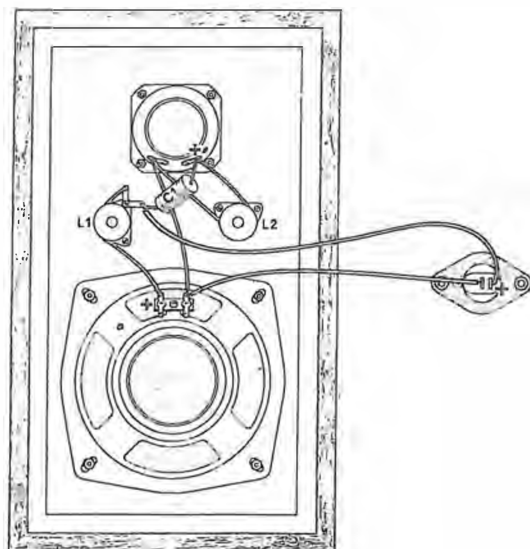


Fig. 59 Y - I collegamenti elettrici tra i diversi componenti sono semplici e, seguendo le indicazioni di questa illustrazione non si può incorrere in errore. Si noti l'indicazione di polarità, da rispettare per conoscere poi, dall'esterno la fase dell'ingresso.

— Eseguire i collegamenti elettrici secondo la **figura 59 Y** e controllare di non aver fatto errori.

— Fissare la presa di alimentazione al pannello posteriore.

— Montare il pannello anteriore sulla cassa usando le apposite viti.

Prima di eseguire il fissaggio del pannello bisogna disporre sul piano di contatto un cordone dell'apposito mastice fornito con il kit, che assicurerà la tenuta stagna del complesso.

— Inserire negli appositi incastri i pannelli fonoassorbenti in lana di vetro tagliati in misura esatta (vedi **figura 60 Y**).

— Collegare la presa secondo la figura.

— Montare il pannello posteriore con l'apposito mastice e relative viti.

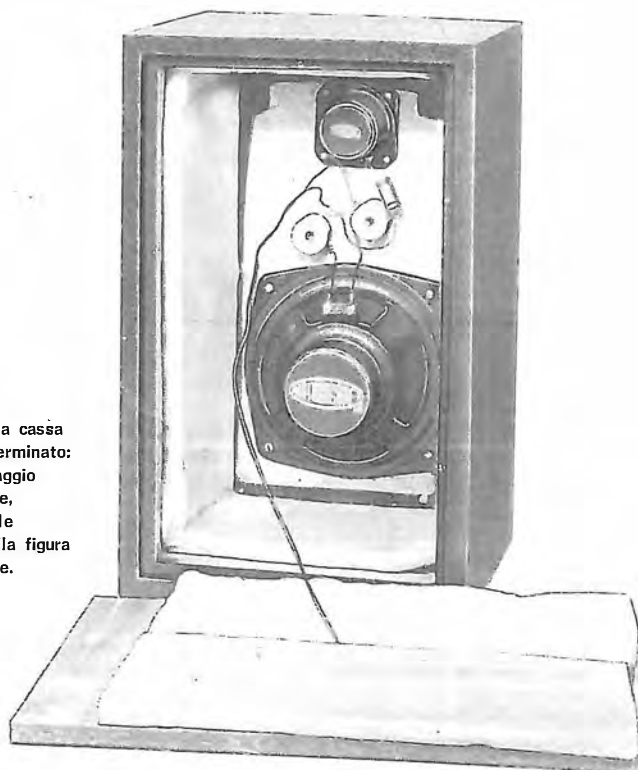
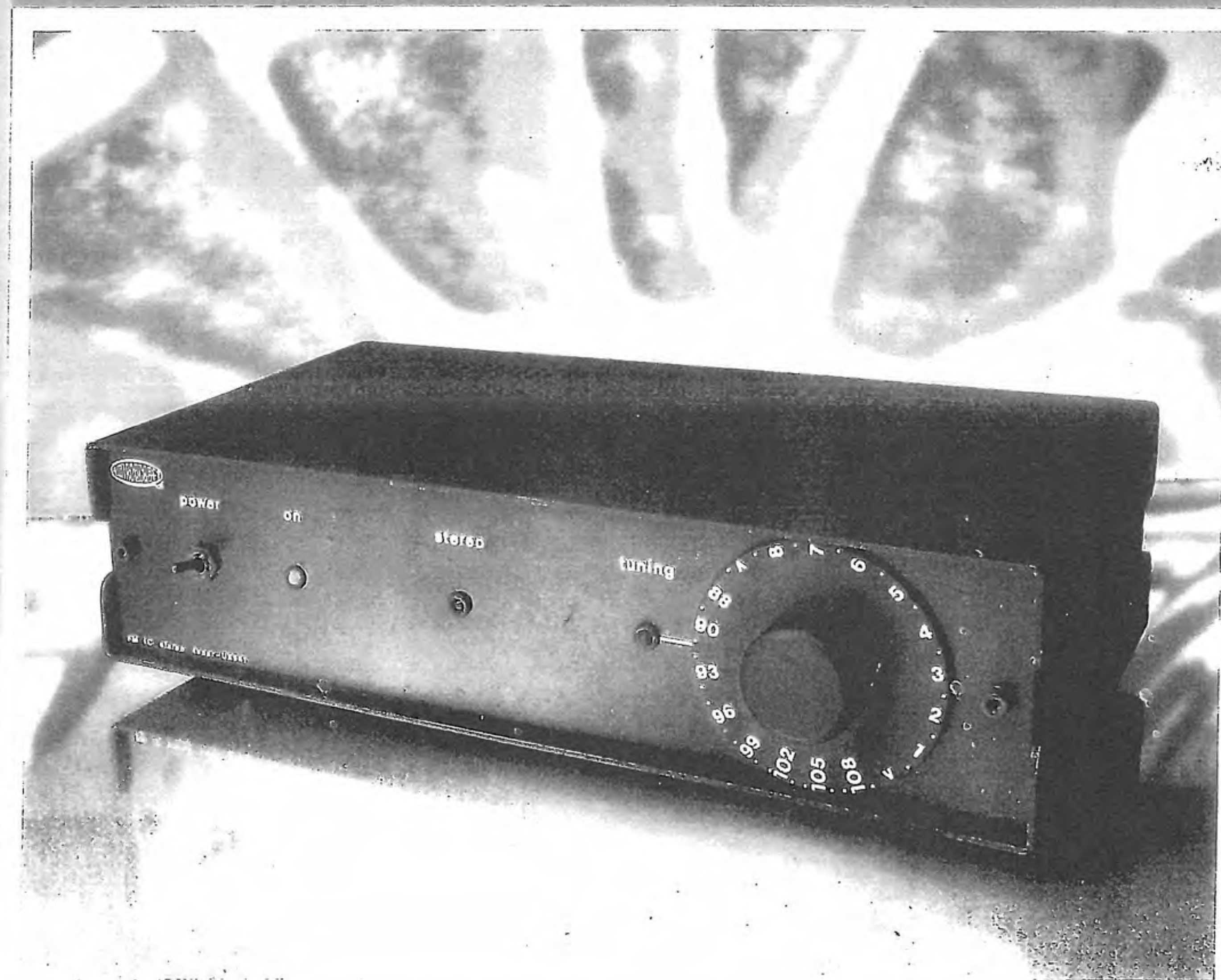


Fig. 60 Y - Aspetto della cassa acustica a montaggio terminato: non rimane che il fissaggio del pannello retrostante, da effettuare secondo le indicazioni riportate nella figura della pagina precedente.

L'ELETTRONICA

IN 30 LEZIONI - TEORIA E PRATICA

Modulazione di frequenza 21



RADIO - TRANSISTORI - CIRCUITI INTEGRATI - Hi-Fi - ANTENNE - TRASMISSIONE - APPLICAZIONI VARIE

Rivista culturale per la formazione professionale - esce il 10 - 20 - 30 di ogni mese - sped. in abb. postale 3° Gr. - - 70 % - L. 850

Modulazione di frequenza

Ricordiamo di aver sintetizzato al lettore il concetto del radioricevitore sulla base delle funzioni essenziali che in esso devono essere espletate. Più esattamente: captazione, con accordo, del segnale a radiofrequenza (antenna), amplificazione dello stesso (amplificazione selettiva in alta frequenza), estrazione del segnale modulante (rivelazione) e, in finale, amplificazione di quest'ultimo.

Si può dire che il suddetto concetto di massima sia valido sempre, anche se per pervenire all'ascolto si scelgono, a seconda dei casi, tecniche un po' diverse tra loro.

Queste tecniche possono caratterizzare il solo ricevitore (ad esempio, amplificazione diretta o principio supereterodina) o anche il sistema (modulazione di ampiezza, modulazione di frequenza, ecc.).

Dell'amplificazione diretta ci siamo già occupati per quanto necessario. Sono diversi gli inconvenienti che la caratterizzano e tali da relegare, oggi, il suo impiego a pochissimi casi.

Della modulazione d'ampiezza anche si è detto. Sebbene tuttora largamente applicata (tutta l'emissione su Onde Lunghe, Medie, Corte) vi è da rilevare un arresto dovuto alla comparsa al suo fianco del sistema a modulazione di frequenza. Ove tecnicamente ciò risulti possibile si preferisce modulare la frequenza dell'emittente che non l'ampiezza dell'onda da emettere.

Il nostro argomento sarà perciò, ora — in relazione a quanto testé esposto — la supereterodina e, subito dopo, la modulazione di frequenza.

La supereterodina

La differenza sostanziale tra un ricevitore ad amplificazione diretta (detto anche a stadi accordati) ed un ricevitore del tipo **supereterodina** consiste nel fatto che nel primo il segnale in arrivo viene amplificato sempre alla sua medesima frequenza, mentre nel secondo viene amplificato ad una « nuova » frequenza detta **Media Frequenza**.

Tale Media Frequenza nasce dalla combinazione del segnale in arrivo (« segnale entrante ») con un segnale prodotto da un circuito oscillatore contenuto nel ricevitore stesso (« segnale locale »). La disposizione circuitale risulta pertanto come appare in **figura 1 Z**.

Il circuito che produce nel ricevitore questo nuovo segnale viene perciò definito col nome di **oscillatore locale**.

I due segnali vengono sovrapposti, ossia combinati, in uno stadio che prende il nome di mescolatore (« mixer »), o « primo rivelatore », o ancora **convertitore**.

Quando due segnali vengono sovrapposti in uno stadio mescolatore, quest'ultimo fornisce in uscita — lo sappiamo — quattro segnali distinti di differente frequenza (**figura 2 Z**), e precisamente: il segnale d'ingresso, quello dell'oscillatore locale, un segnale la cui frequenza corrisponde alla somma di tali frequenze, ed un segnale che corrisponde invece alla loro differenza.

È appunto quest'ultimo che, solitamente, viene usato come Media Frequenza (M.F. o I.F.).

Sebbene questa frequenza intermedia (Media Frequenza) sia diversa da quella del segnale ricevuto, essa presenta le sue stesse caratteristiche di modulazione.

Gli inconvenienti ai quali abbiamo fatto cenno nello studio dei circuiti di ricezione a stadi accordati, sono stati, nella soluzione « supereterodina », pressoché del tutto eliminati.

Infatti, qualsiasi segnale in arrivo — qualunque sia la sua frequenza — viene per prima cosa convertito nel segnale a frequenza intermedia: in tal modo può essere amplificato successivamente mediante stadi accordati su una frequenza fissa, ciò che è vantaggioso sia

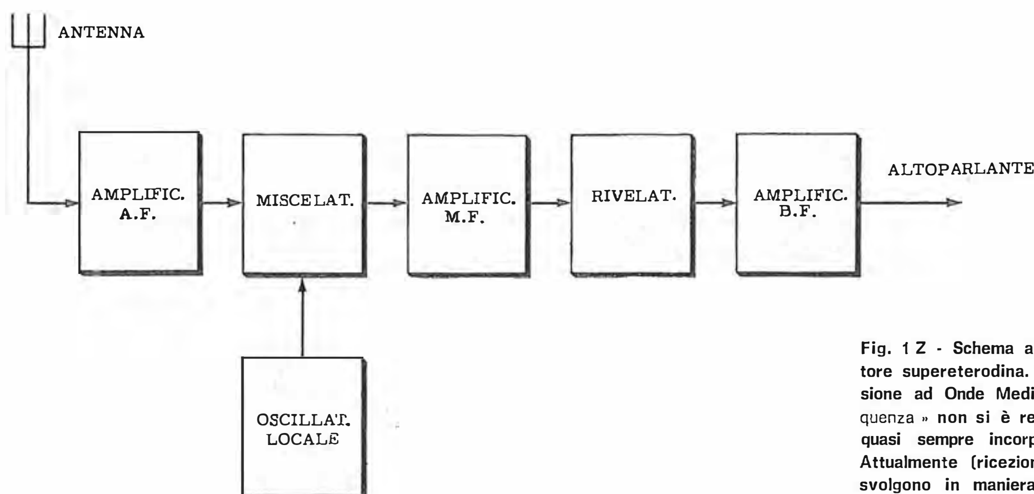
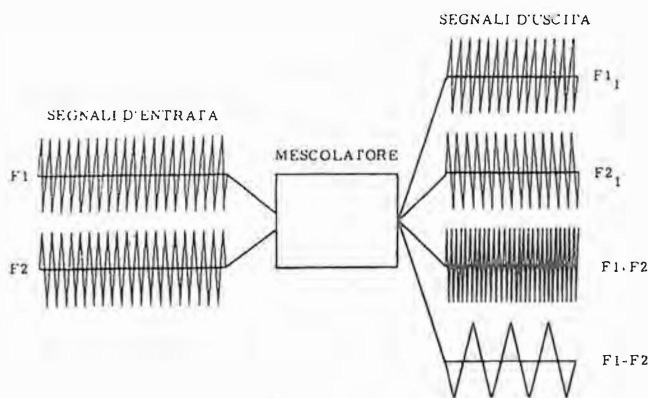


Fig. 1 Z - Schema a blocchi della struttura tipica di un ricevitore supereterodina. Per molto tempo (ricevitori per radiodiffusione ad Onde Medie e Corte) il settore « Amplific. Alta Frequenza » **non si è reso necessario: l'**« Oscillat. locale » **è stato quasi sempre incorporato nel dispositivo di** « Miscelazione ». **Attualmente (ricezione F.M.) gli stadi citati sono presenti, e svolgono in maniera autonoma le funzioni indicate in figura.**



per quanto riguarda l'ammontare dell'amplificazione, che per ciò che si riferisce alla stabilità ed alla selettività, come vedremo tra breve.

Una buona parte dei ricevitori supereterodina non ha uno stadio amplificatore ad A.F. prima, cioè, del procedimento di conversione in Media Frequenza; tuttavia — in alcuni casi — questi stadi possono essere presenti ed il circuito di impiego è allora, per tale funzione, quello tipico di un amplificatore a stadi accordati.

La frequenza dell'oscillatore locale viene mescolata a quella del segnale ricevuto, come si è detto, ad opera di un elemento mescolatore (« mixer ») che può essere una valvola, un transistore o, anche, un semplice diodo.

All'uscita del miscelatore è presente la Media Frequenza, avente le medesime caratteristiche di modulazione, come si è detto, del segnale proveniente dall'etere.

Gli stadi che seguono il mescolatore sono provvisti — per l'accoppiamento tra loro — di circuiti risonanti (filtri o trasformatori) sintonizzati in modo stabile sulla Media Frequenza, per cui questa è la sola frequenza suscettibile di amplificazione.

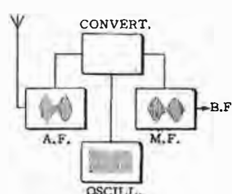
Successivamente, il segnale viene inviato allo stadio denominato « secondo rivelatore », ossia al rivelatore vero e proprio.

All'uscita di questo stadio — come sappiamo — è disponibile il segnale a frequenza acustica, che viene poi amplificato nel modo consueto da uno o più stadi a Bassa Frequenza, onde raggiungere la potenza necessaria ad eccitare un altoparlante.

La frequenza dell'oscillatore locale può essere più alta o più bassa di quella del segnale ricevuto, e deve esserlo di una quantità pari al valore della Media Frequenza prescelta.

Se si adotta, ad esempio una M.F. di 460 kHz, ed una frequenza dell'oscillatore locale « maggiore » di quella del segnale ricevuto, l'intera gamma dell'oscillatore (necessaria per coprire la gamma delle onde medie che si estende da 500 a 1 500 kHz), deve essere compresa tra 960 (ossia 500 + 460) e 1 960 (ossia 1 500 + 460) kHz. Ciò rappresenta un rapporto tra le due frequenze estreme di circa 2 : 1 (ossia 1 960 : 960 = 2 circa).

Fig. 2 Z - Nella supereterodina, il segnale in arrivo ed un altro segnale (generato localmente) costituiscono i due segnali d'entrata del dispositivo di mescolazione, all'uscita del quale sono presenti i 2 segnali entranti nonché 1 segnale di frequenza pari alla somma delle frequenze ed un altro pari alla loro differenza.



Il segnale convertito (Media Frequenza) presenta le stesse caratteristiche di modulazione del segnale entrante (A.F.).

Consideriamo ora quale deve essere la gamma dell'oscillatore, se si desidera farlo funzionare con frequenza « inferiore » a quella del segnale in arrivo.

Riferendoci sempre ad una M.F. di 460 kHz, la frequenza più bassa dovrebbe essere di 500 — 460 = 40 kHz, e la più alta di 1 500 — 460 = 1 040 kHz, con un rapporto totale di 26 : 1 (infatti 1 040 : 40 = 26).

Come si vede, per ottenere tale gamma, sarebbe necessario, in tal caso, l'uso di un condensatore variabile con un rapporto tra la capacità massima e minima talmente elevato da non essere praticamente realizzabile. Questo è il motivo per il quale gli oscillatori locali funzionano, come norma, con una frequenza **più elevata** di quella del segnale da ricevere.

L'oscillatore locale di un ricevitore supereterodina deve avere caratteristiche tali da consentire la variazione di sintonia su di una gamma di frequenze di ampiezza pari alla gamma che si vuole ricevere.

Allorché si ricerca una data emittente sulla scala del ricevitore, si deve compiere contemporaneamente la sintonizzazione sia dell'oscillatore locale che quella dei circuiti che lo precedono, in modo tale che la differenza tra le due frequenze sia e **rimanga costante** per tutta l'estensione della gamma.

Tale differenza è — ripetiamo — il valore scelto come Media Frequenza.

La frequenza immagine

La sensibilità e la selettività di un ricevitore supereterodina sull'intera gamma sono più uniformi che non in un ricevitore a stadi accordati: ciò è vero in quanto la maggior parte dell'amplificazione ha luogo mediante stadi sintonizzati su una frequenza bassa.

Gli stadi funzionanti su una sola frequenza (che — peraltro — è relativamente bassa, e tutt'altro che critica), consentono una forte amplificazione, unitamente ad un'alta selettività.

La selettività degli stadi di amplificazione a M.F. determina la selettività totale del ricevitore relativa alle emittenti con frequenze tra loro adiacenti. Può tuttavia sussistere la necessità di aggiungere uno stadio di amplificazione a radiofrequenza, avente una selettività sufficiente a respingere la cosiddetta **frequenza d'immagine**.

Vediamo in che cosa consiste questa frequenza d'immagine.

Essa si manifesta con la presenza in uscita del « mixer » di due segnali contemporaneamente; il fenomeno può essere causato dai seguenti motivi: se — ad esempio — si mescola una frequenza dell'oscillatore locale di 1 255 kHz con una frequenza d'ingresso di 800 kHz per produrre una M.F. di 1 255 — 800 = 455 kHz (pari cioè alla differenza tra le due), la stessa frequenza dell'oscillatore (1 255 kHz) può mescolarsi anche con una frequenza d'ingresso

di 1 710 kHz, eventualmente presente a causa della scarsa selettività del circuito d'ingresso.

Infatti, anche in questo caso, la differenza tra le due frequenze ammonta a 1 710 — 1 255 = 455 kHz. Per questo motivo, se l'antenna riceve due stazioni contemporaneamente, una delle quali trasmette su 800 e l'altra su 1 710 kHz, la sezione mescolatrice può inviare all'amplificatore a M.F. due segnali contemporanei provenienti dalle due diverse stazioni, e convertirli entrambi nella medesima M.F.

Gli stadi successivi ricevono di conseguenza entrambi i segnali, col risultato che gli stessi vengono rivelati contemporaneamente, e, giungendo assieme al dispositivo di riproduzione sonora, dànno luogo ovviamente ad un ascolto non intellegibile.

Il segnale che può, per la causa di cui sopra, interferire con quello effettivamente prescelto, viene denominato appunto frequenza o interferenza d'immagine.

L'inconveniente può essere evitato mediante l'accurata messa a punto di un eventuale stadio amplificatore a radiofrequenza.

Gli stadi di questo tipo, ad alta selettività, quando vengono sintonizzati su di una frequenza inferiore a quella dell'oscillatore locale di un ammontare pari al valore della M.F., respingono una eventuale frequenza, superiore a quella dell'oscillatore della medesima quantità. In altre parole, l'amplificatore a radiofrequenza di un ricevitore supereterodina avente una Media Frequenza di 455 kHz, respinge — ad esempio — la frequenza d'immagine di 1 710 kHz se è sintonizzato sulla frequenza di 800 kHz, e viceversa.

È da rilevare che per quanto riguarda i normali ricevitori a radiodiffusione, l'inconveniente sopra accennato si verificava molto più facilmente anni orsono, quando si era soliti adottare nelle costruzioni un valore di frequenza, per la M.F., dell'ordine di 200 o 175 kHz. In tal caso la differenza tra la frequenza effettiva di accordo e quella dell'eventuale segnale interferente, era di soli 400 kHz circa. Se la selettività del circuito d'ingresso (circuito d'aereo) era scarsa, poteva verificarsi la ricezione contemporanea di due emittenti. L'aggiunta di uno stadio di amplificazione in Alta Frequenza, e del relativo circuito sintonizzato, provvedeva in casi del genere ad una seconda selezione che eliminava il segnale interferente.

Con i valori di Media Frequenza attualmente in uso, ossia maggiori di 450 kHz, il fenomeno può considerarsi praticamente scomparso, in quanto difficilmente un circuito di sintonia può essere così poco selettivo da consentire il passaggio di due frequenze che differiscono tra loro di 900 kHz. L'adozione di un valore più alto di M.F. ha consentito così l'eliminazione dello stadio preselettore.

Il ricevitore supereterodina, specie se privo di stadi amplificatori in A.F., necessita di un condensatore variabile (e di induttanze) avente un numero di sezioni inferiori a quello necessario in un ricevitore adottante il vecchio sistema: è questo un altro piccolo vantaggio della supereterodina.

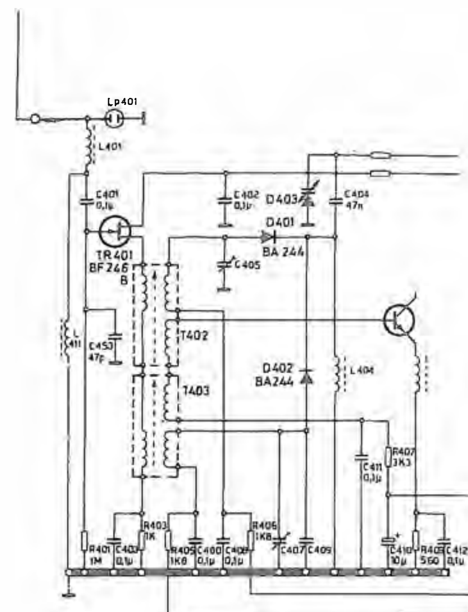


Fig. 3 Z - Lo stadio preselettore è presente nei ricevitori che, come in questo caso (autoradio) devono presentare sensibilità e selettività elevata. Le caratteristiche di alta impedenza proprie dei transistori ad effetto di campo (FET) portano spesso all'adozione di questi semiconduttori in tale applicazione.

Stadi preselettori: caratteristiche

Il tecnico deve essere edotto anche su particolari relativi a funzioni e schemi di uso non generalizzato; facciamo perciò cenno agli stadi di amplificazione che precedono la conversione, anche se una buona parte di ricevitori (Onde Medie) non li adotta.

Vedremo però che sia negli apparecchi professionali (specialmente per le gamme di onde corte) che in quelli per realizzazioni di un certo impegno (**figura 3 Z**), gli amplificatori posti innanzi alla sezione convertitrice sono sempre presenti e di utile impiego, così come lo sono negli apparecchi per le onde cortissime, a semiconduttore (**figure 4 e 5 Z**).

La sezione amplificatrice a radiofrequenza in un ricevitore supereterodina viene dunque denominata stadio preselettore.

Sostanzialmente — ripetiamo — essa è analoga allo stadio di un ricevitore a stadi accor-

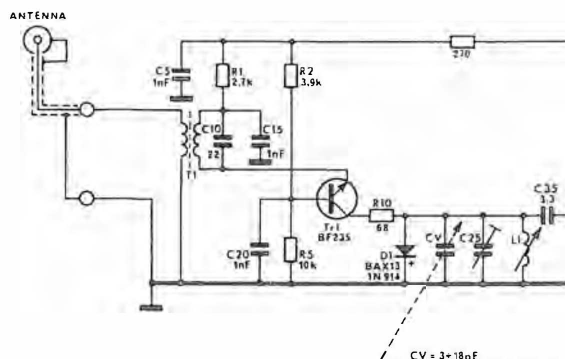


Fig. 4 Z - Questo stadio d'entrata che precede la conversione eleva la bassa impedenza caratteristica d'antenna rendendo così più efficiente, e quindi più selettivo, lo stadio. Questo circuito è presente nel sintonizzatore per F.M. descritto a pagina 28 z: si veda quanto è detto in proposito.

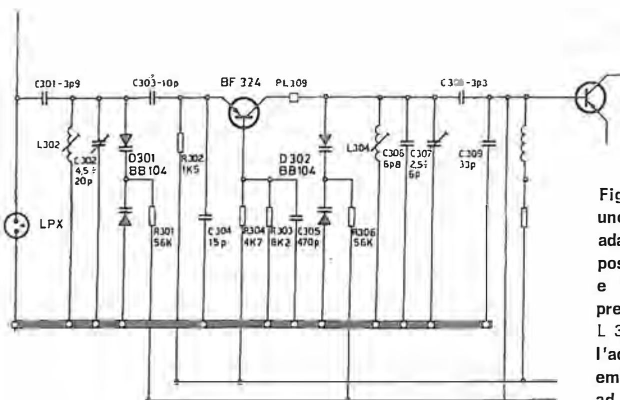


Fig. 5 Z - Anche questo è uno stadio preamplificatore-adattatore di impedenza posto tra antenna e miscelatore. Si noti la pretaratura attuabile su L 302/C 302 ed L 304/C 307: l'accordo variabile (cambio emittenti) avviene poi ad opera di D 301 e D 302 che sono diodi a capacità variabile.

dati. La selettività per i ricevitori di radiodiffusione ha, oggigiorno, un'importanza maggiore che non il fattore di amplificazione; abbiamo infatti visto che è proprio la selettività che può eliminare l'interferenza di immagine.

Per la sezione di preselezione possono esservi uno, o più stadi di amplificazione a radiofrequenza. La **figura 6 Z** dimostra la selettività che si può raggiungere con un'amplificatore di preselezione semplice e con uno doppio.

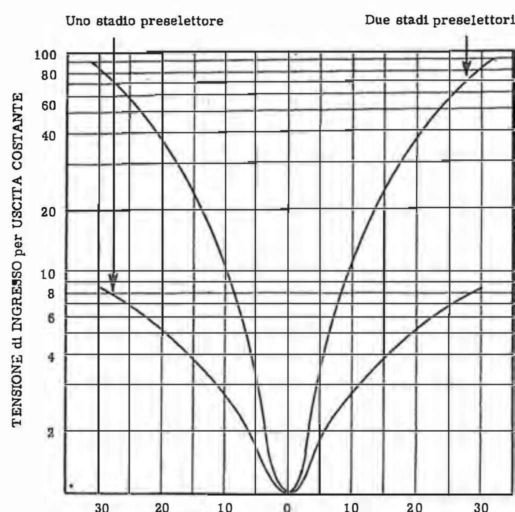


Fig. 6 Z - La tensione di un segnale interferente deve essere molto più alta — come si vede — per influenzare la frequenza di risonanza (« 0 ») allorché sono in atto due stadi preselettori anziché uno.

In detta figura, l'asse verticale permette di individuare la tensione relativa d'ingresso necessaria per ottenere un'uscita costante. L'asse orizzontale riporta i valori di frequenza in kHz al di fuori della frequenza di risonanza che coincide perciò con lo « 0 ».

Si noti che, con uno solo stadio di amplificazione, un segnale la cui frequenza differisca di 30 kHz da quella di risonanza, deve avere una tensione pari a circa 9 volte quella del segnale a frequenza di risonanza per dare la medesima tensione d'uscita.

Con due stadi invece, la tensione deve essere di circa 80 volte superiore. Ciò conferma che ogni stadio in più migliora la selettività.

Stadi preselettori: scopi

Possiamo a buon conto dire che gli scopi fondamentali di un amplificatore ad Alta Frequenza consistano nell'aumentare il rapporto segnale-disturbo, nell'assicurare una adeguata reiezione della frequenza immagine, e nel sopprimere l'irradiazione dell'oscillatore locale.

Questi requisiti rappresentano i parametri di progetto dei diversi tipi di amplificatori ad A.F.; ciascun tipo presenta caratteristiche sue proprie nei confronti di tali requisiti fondamentali.

La scelta di un determinato circuito è inoltre influenzata da considerazioni circa la complessità di sintonia entro una certa gamma di stabilità della sintonia medesima. Sia fin d'ora molto chiaro che la qualità dello stadio di ingresso condiziona la qualità dell'intero ricevitore.

Poiché l'amplificatore A.F. è lo stadio, tra i vari del ricevitore, che riceve il livello più basso, è evidente che ogni rumore o disturbo in esso prodotto avrà una influenza proporzionalmente maggiore.

Il funzionamento del ricevitore con segnali deboli dipende dalle prestazioni dell'amplificatore A.F., cioè dal rapporto segnale-disturbo all'uscita dello stadio.

L'amplificatore A.F. deve sopprimere oltre che la frequenza immagine, ogni altro segnale indesiderato che potrebbe raggiungere lo stadio convertitore e dare luogo a responsi spuri.

Il grado di tale reiezione dipende in gran parte da come sono progettati i circuiti accordati adoperati nello stadio.

L'oscillatore locale usato nei ricevitori supereterodina è causa di notevoli interferenze esterne se il suo segnale può essere reirradiato attraverso l'antenna ricevente.

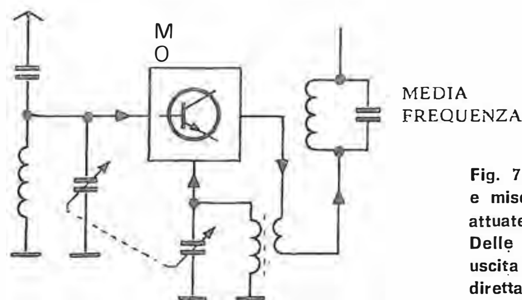
Pertanto, l'amplificatore A.F. deve essere costruito in modo da evitare tale reirradiazione. Ciò è importante quando vi siano più ricevitori che lavorino in località prossime anche se sono sintonizzati su frequenze differenti.

La conversione di frequenza

Il processo caratteristico che ha luogo in un ricevitore supereterodina si chiama — è evidente da quanto abbiamo già esposto — **conversione di frequenza**.

Lo stadio in cui detta conversione viene effettuata viene denominato — ripetiamo — mescolatore o convertitore, a seconda delle caratteristiche peculiari del circuito. Quando, con un solo elemento attivo si effettua sia la generazione delle oscillazioni sia la mescolazione di frequenza, lo stadio si chiama « convertitore » (**figura 7 Z**).

Se per i due scopi citati vengono usati due



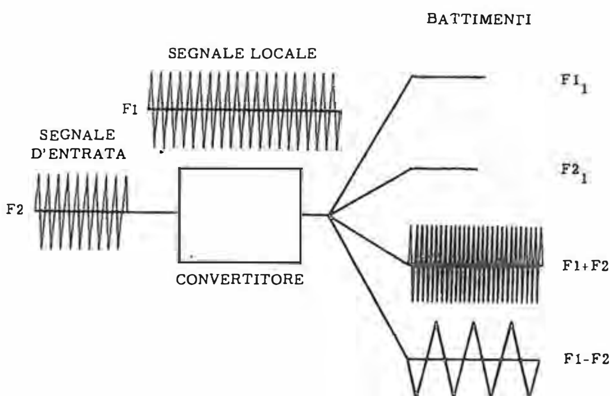


Fig. 7 Z - Oscillazione locale e miscelazione (M-O) sono attuate da un solo dispositivo. Delle quattro presenze in uscita quelle che interessano direttamente la predisposizione del circuito supereterodina sono la somma e la differenza di F1 ed F2.

elementi separati, quello che produce le oscillazioni locali costituisce lo stadio « oscillatore », e quello che sovrappone al segnale locale il segnale in arrivo, costituisce invece lo stadio « mescolatore » (**figura 8 Z**).

Abbiamo visto che lo stadio convertitore o mescolatore a volte viene definito anche **primo rivelatore**. Il motivo risiede nel fatto che tanto il convertitore quanto il mescolatore devono essere — così come un rivelatore — del tipo **non lineare**.

In altre parole, il transistore (o la valvola) deve presentare una conduttività, durante la parte positiva dei cicli delle frequenze applicate, maggiore che non durante la parte negativa, altrimenti la Media Frequenza non potrebbe manifestarsi all'uscita.

Ecco, in breve, ciò che si svolge.

Il fatto che due segnali di diversa frequenza influiscano contemporaneamente sulla corrente d'uscita, determina anzitutto un **battimento**.

Questo fenomeno è chiaramente comprensibile, se si considera che — in ogni istante — i semiperiodi dei due segnali si sommano o si sottraggono in ampiezza a seconda che siano in fase o sfasati.

Se sono perfettamente in fase, l'ampiezza del segnale risultante è data, ovviamente, dalla somma delle sue ampiezze: se — viceversa — sono sfasati di 180°, è ovvio che l'ampiezza risultante è data invece dalla differenza tra le ampiezze.

Inoltre, essendo i due segnali di frequenza diversa — ma essendo ciascuna frequenza di valore costante — gli istanti in cui i segnali sono in fase si susseguono ad un ritmo anche esso costante, analogamente agli istanti in cui sono in opposizione di fase.

Se rappresentiamo questo fenomeno graficamente, come illustrato alla **figura 9 Z**, notiamo che nel punto « A » il segnale risultante ha la massima ampiezza (segnali in fase), mentre nel punto « B » l'ampiezza è minima.

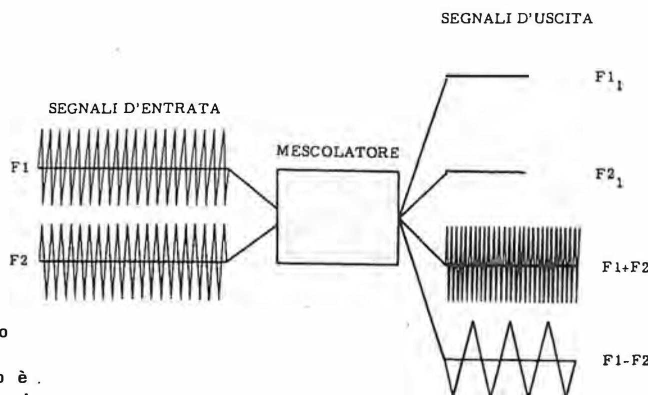


Fig. 8 Z - Un dispositivo oscilla (O) ed un altro miscela (M): il risultato è eguale a quello che si ottiene con la disposizione vista sopra, ma si ha una maggiore flessibilità di impiego e — se necessaria — una stabilità più elevata.

Tra i due punti citati, esistono infiniti punti intermedi nei quali il segnale risultante è sempre dato dalla somma o dalla differenza tra le due ampiezze, a seconda che — nel tempo — i due segnali tendano rispettivamente a sommarsi o a sottrarsi.

La definizione di rivelatore si spiega osser-

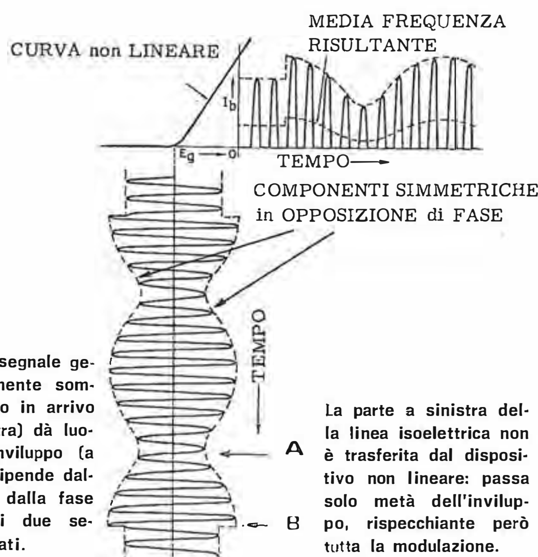


Fig. 9 Z - Il segnale generato localmente sommato a quello in arrivo (qui, a sinistra) dà luogo ad un inviluppo (a destra) che dipende dall'ampiezza e dalla fase reciproca dei due segnali mescolati.

La parte a sinistra della linea isoelettrica non è trasferita dal dispositivo non lineare: passa solo metà dell'inviluppo, rispecchiante però tutta la modulazione.

vando la figura: si nota anzitutto che il segnale risultante dal battimento appare con andamento simmetrico ai lati della linea isoelettrica. Si ha cioè, un doppio segnale d'informazione.

Essendo i segnali in opposizione di fase tra loro, una fase rimane eliminata dalla non linearità e si utilizza quella che rimane. Questo funzionamento non lineare, analogo a quelli della rivelazione, rende disponibile in uscita, come si vede, un solo lato del segnale complesso illustrato recante, tuttavia, tutta l'informazione.

L'oscillatore locale

L'oscillatore locale deve rispondere nel modo migliore alle esigenze dovute all'ampiezza della gamma interessata, alla stabilità della frequenza generata, alla costanza della sua tensione di uscita, ed alla costanza dell'allineamento.

Può essere realizzato con qualsiasi circuito fondamentale per la produzione di oscillazioni.

La produzione di oscillazioni è argomento molto importante, sì da indurci ad una esposizione ampia ed adeguata che incontreremo più avanti, unitamente all'argomento « trasmissione ».

Allo scopo di mantenere costante la frequenza prodotta, in casi particolari si usa anche un dispositivo circuitale atto a stabilizzare la sua tensione di alimentazione.

Un fattore che può influire molto sulla stabilità è l'effetto che le altre radiofrequenze presenti nel circuito possono avere sull'oscillatore locale.

Quest'ultimo tende infatti a sincronizzare la sua frequenza con quella dei segnali in arrivo. Maggiore è l'intensità di detti segnali — e minore è la differenza tra la loro frequenza e quella dell'oscillatore — maggiore è la probabilità della reciproca influenza.

Se la frequenza dell'oscillatore subisce una variazione a causa dei segnali in arrivo, si produce uno « slittamento di frequenza ». Tale inconveniente può essere eliminato isolando, ossia separando il più possibile, il circuito dell'oscillatore da quello di amplificazione a radiofrequenza.

Detto isolamento non consiste soltanto in una accurata schermatura dei vari componenti, ma anche nell'uso di sistemi adeguati per accoppiare i segnali dell'oscillatore allo stadio convertitore.

La tensione dell'oscillatore può essere avviata a questo stadio sia mediante accoppiamento induttivo, sia mediante accoppiamento elettronico.

Negli apparecchi a valvole assai spesso nello stadio convertitore si usava una valvola con 5 griglie, ossia un eptodo (**figura 10 Z**). Queste valvole speciali erano state create appunto per ottenere una indipendenza efficace tra i segnali dell'oscillatore locale ed i segnali in arrivo dalle emittenti, senza peraltro dover ricorrere a due valvole distinte.

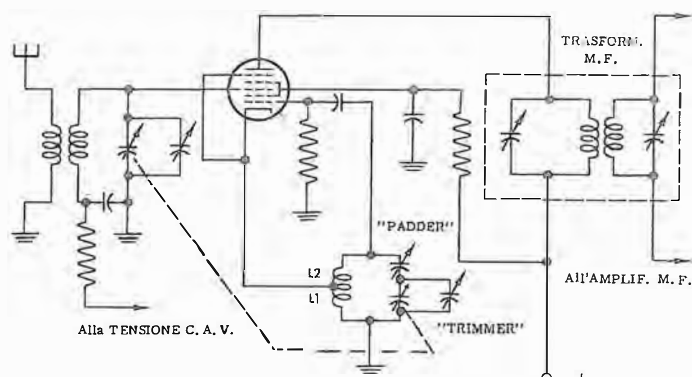


Fig. 10 Z - Tutti i ricevitori a valvole per radiodiffusione ricorrono ad una valvola multipla per la conversione di frequenza; tale valvola, creata appositamente per questa funzione evita, tra l'altro, che l'oscillazione locale influenzi i circuiti d'entrata e viceversa. La « tensione C.A.V. » qui indicata serve a variare il grado di amplificazione della valvola. Per le voci « padder » e « trimmer » si veda a figura 14 Z.

Per la produzione delle oscillazioni venivano usate le prime due griglie a partire dal catodo (G_1 e G_2), che con quest'ultimo formano un triodo, in quanto a G_2 è affidata la funzione di una placca.

I segnali in arrivo venivano invece applicati alla 3ª o alla 4ª griglia.

Dal momento che la corrente anodica scorre dal catodo alla placca, nessun segnale può, dalla 3ª o dalla 4ª griglia, esercitare un'influenza a ritroso sulle griglie 1ª e 2ª. Per questo motivo l'impiego delle multigriglia evita gli slittamenti di frequenza.

Con i transistori, il segnale prodotto dall'oscillatore può essere iniettato nel circuito di base,

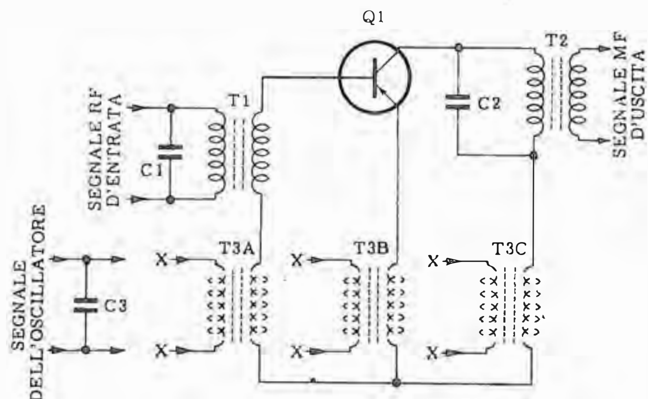


Fig. 11 Z - Avviando il segnale in arrivo alla base del transistore, l'oscillazione locale — onde ottenere il battimento — può essere anch'essa avviata alla base (T3A) oppure all'emettitore (T3B) o al collettore (T3C). La differenza d'accordo tra C1/T1 e C3/T3 corrisponde a quella d'accordo di C2/T2 (Media Frequenza).

in quello di emettitore od in quello di collettore dello stadio mescolatore (**figura 11 Z**).

Il condensatore C1 forma, in parallelo con il primario del trasformatore T1, un circuito risonante accordato sul segnale a radiofrequenza; tale circuito si accoppia al circuito di base del mescolatore Q1; il condensatore ed il primario del trasformatore T3A (T3B o T3C) formano invece un circuito risonante accordato sul segnale proveniente dall'oscillatore; il condensatore C2 ed il primario del trasformatore T2, infine, costituiscono un circuito accordato che risuona in parallelo in corrispondenza alla Media Frequenza ed accoppiano tale segnale allo stadio successivo, che è un amplificatore a Media F.

Miscelatori

Un primo esempio pratico di circuito di stadio mescolatore, completo dei valori dei componenti, è rappresentato nella **figura 12 Z**.

Per accoppiare lo stadio oscillatore e quello mescolatore viene adottata, in questo circuito, l'iniezione di emettitore; il segnale a radiofrequenza prodotto localmente viene applicato, infatti, come si vede, al circuito di emettitore.

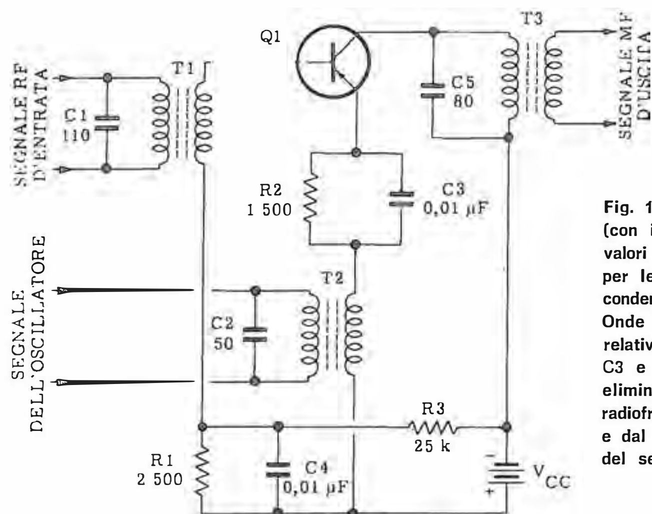


Fig. 12 Z - **Miscelatore (con iniezione di emettitore) e valori correnti di resistenze per le polarizzazioni e di condensatori per risonanze su Onde Medie e Media Frequenza relativa. Il compito di C3 e di C4 è quello di eliminazione della radiofrequenza dall'emettitore e dal lato « freddo » del secondario di T1.**

Nel mescolatore Q1 avviene il battimento ed il circuito volano di collettore seleziona il solo segnale a Frequenza Intermedia per applicarlo, attraverso il secondario di T3, allo stadio successivo.

Il condensatore C1 ed il primario del trasformatore costituiscono un circuito accordato che risuona in parallelo per il segnale a radiofrequenza; quest'ultimo giunge al circuito di base dello stadio mescolatore Q1 attraverso il secondario del trasformatore stesso; la resistenza R1 serve per fornire la corretta polarizzazione alla giunzione base-emettitore, mentre R3 è una semplice resistenza di caduta; C4 è un condensatore di fuga; R2 è la resistenza compensatrice di emettitore; C3 è il relativo condensatore di fuga.

Il condensatore C5 ed il primario del trasformatore T3 formano un circuito accordato che risuona in parallelo per il segnale a Media Frequenza.

Convertitori

La **figura 13 Z** mostra il circuito di uno stadio convertitore, ossia generante, esso stesso, l'oscillazione.

Il segnale a radiofrequenza iniettato nel circuito di base ed il segnale di oscillatore prodotto dal convertitore Q1 fanno battimento nel convertitore stesso; il circuito accordato risonante in parallelo formato dal condensatore C3 e dal primario del trasformatore T3 seleziona, fra i diversi battimenti, quello la cui frequenza ha lo stesso valore della Frequenza Intermedia; tale segnale si accoppia poi, per mezzo del secondario del trasformatore T3, allo stadio successivo.

Il condensatore C1 ed il primario del trasformatore T1 formano un circuito accordato che risuona in parallelo per il segnale a radiofrequenza; attraverso il trasformatore, quest'ultimo viene portato nel circuito di base del convertitore Q1.

La resistenza R1 serve per dare alla giunzione emettitore-base la corretta polarizzazione, in relazione anche ad R3 con la quale forma un partitore.

La resistenza R2 è la resistenza compensatrice di emettitore; C4 è un condensatore di fuga per i segnali a radiofrequenza; il condensatore C2 ed il primario del trasformatore T2 formano un circuito accordato che risuona in parallelo per il segnale di oscillazione.

Il secondario del trasformatore T2 serve a fornire alla parte oscillatrice del convertitore Q1 la necessaria tensione di reazione; il primario del trasformatore T3 forma con il condensatore C3 un circuito accordato che risuona in parallelo per il segnale a Frequenza Intermedia; quest'ultimo viene poi applicato per mezzo del trasformatore allo stadio successivo.

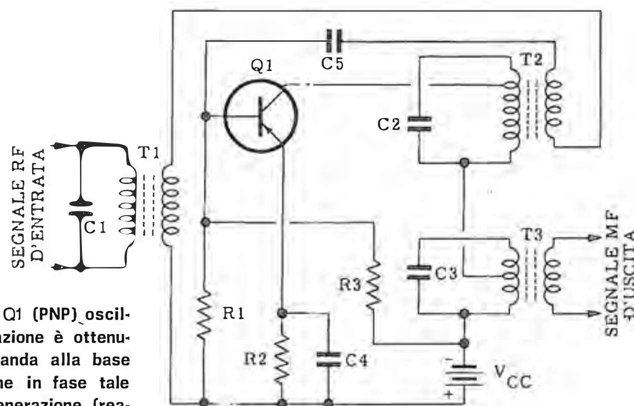
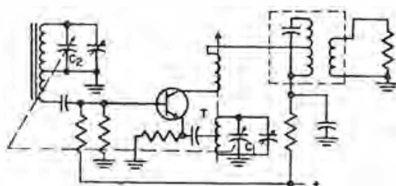


Fig. 13 Z - **Il transistore Q1 (PNP) oscilla e miscela: la prima azione è ottenuta mediante T2 che rimanda alla base (tramite C5) una tensione in fase tale da dar luogo ad una rigenerazione (reazione positiva).**



Qui a fianco, circuito con transistore NPN per la stessa funzione. L'oscillazione locale ha luogo per accoppiamento induttivo tra il circuito di collettore ed il circuito di emettitore. Si noti il monocomando di C2/C1 per la selezione delle emittenti.

L'efficienza di uno stadio di conversione viene calcolata in funzione del rapporto tra l'uscita a Media Frequenza del mescolatore e la tensione del segnale di ingresso a radiofrequenza presente all'entrata dello stesso stadio.

Il guadagno di conversione corrisponde generalmente ad un terzo del guadagno normale del medesimo dispositivo usato come amplificatore a Media o Alta Frequenza.

Allineamento dei circuiti

È opportuno notare che, in tutti i circuiti per la conversione di frequenza precedentemente illustrati, la capacità variabile del circuito di sintonia dell'oscillatore segue di pari passo quello del circuito sintonizzato di antenna. Sappiamo bene, ora, che la differenza tra le due frequenze è fissa, ed è la Media Frequenza.

Oltre a tali capacità, il circuito di un convertitore comprende altre capacità variabili (**figura 14 Z**), dette « padder » e « trimmer », che possono essere regolate separatamente allo scopo di far sì che la differenza tra le due frequenze di risonanza rimanga costante sull'intera gamma esplorata, per tutta la rotazione del doppio condensatore variabile.

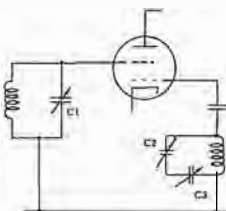
Il « trimmer » non è altro che un compensatore collegato in parallelo, che esercita la sua maggiore influenza verso il lato più alto della gamma, ossia nel campo delle frequenze più elevate.

Il « padder » è anch'esso un compensatore, collegato però in serie, ed esercita la sua massima influenza all'estremità delle frequenze più basse.

È facile notare l'importanza del « padder » osservando la **figura 15 Z** e la tabellina ad essa riferita: C_1 e C_2 sono i condensatori variabili in « tandem ». Ciascuno di essi ha la medesima portata capacitiva (da 40 a 360 pF); tuttavia, essi permettono la sintonia contemporanea, ognuno su frequenza diversa.

"TRIMMER"
CONDENSATORE di SINTONIA
"TRIMMER"
"PADDER"

Fig. 14 Z - Il circuito d'entrata e quello dell'oscillatore vengono sintonizzati sulle diverse frequenze (emittenti) con monocomando (la linea tratteggiata che unisce i 2 condensatori variabili indica, appunto, ciò); se le due sezioni del variabile sono di eguale capacità devono essere inseriti nel circuito « padder » e « trimmer ».



COMPONENTE	CAPACITA'	RAPPORTO CAPACITA'	RAPPORTO FREQUENZA
C1	40-360 pF	1 : 9	1 : 3
C2	40-360 pF	1 : 9	
C3	500 pF (variabile)		
C2 e C3	valore eff. 37-210 pF	circa 1 : 5,6	circa 1 : 2,36

Fig. 15 Z - Il « padder » è C3: il suo valore di 500 pF max. risulta in serie a quello del variabile di modo che la capacità totale massima non va oltre 210 pF. Ciò porta il rapporto capacità massima/capacità minima al valore richiesto dall'oscillatore.

Il circuito oscillatore oscilla su frequenze più alte di quelle del circuito di sintonia, con una differenza costante pari alla Media Frequenza. Per questo motivo, se la gamma del ricevitore si estende da 1 000 a 3 000 kHz, e la Media Frequenza è di 465 kHz, la gamma dell'oscillatore deve essere compresa tra 1 465 e 3 465 kHz. Abbiamo già detto di questa necessità.

Il rapporto di sintonia del circuito a radiofrequenza dall'estremo basso all'estremo alto, è di 1 : 3, mentre il rapporto del circuito dell'oscillatore risulta essere di 1 : 2,36.

Il rapporto di capacità di entrambi i condensatori variabili a monocomando è invece il medesimo (ossia 1 : 9) dato che essi sono eguali.

Dal momento che la frequenza è inversamente proporzionale alla radice quadrata della capacità, ossia:

$$F = \frac{1}{2 \pi \sqrt{LC}}$$

esiste la giusta correlazione tra il rapporto di sintonia 1 : 3 ed il rapporto di capacità 1 : 9 per il condensatore C_1.

Per il condensatore C_2, il rapporto di sintonia 1 : 2,36 non si adatta al rapporto di capacità 1 : 9. Di conseguenza, viene inserito C_3 in qualità di « padder ».

L'aggiunta di tale capacità semifissa, del valore massimo di 500 pF, fa in modo che la variazione di C_2 sia compresa tra 37 e 210 pF (vedi in proposito la formula per il calcolo della capacità risultante da due condensatori in serie). Ciò ha per conseguenza un rapporto di capacità di 1 : 5,6.

La combinazione permette perciò un buon adattamento per il rapporto di sintonia dell'oscillatore di 1 : 2,36.

È opportuno rilevare che l'influenza del « padder » sulla estremità della gamma corrispondente alle frequenze più elevate (lato della capacità minore) è minima. Esso infatti può appena cambiare la capacità minima da 40 a 37 pF.

In corrispondenza delle frequenze più basse — invece — (lato della capacità più alta), l'influenza sulla capacità è notevole in quanto essa viene portata da 360 a 210 pF.

Esaminiamo ora un circuito come quello della **figura 16 Z** che illustra l'impiego di un « trimmer »: C_1 e C_2 sono i medesimi condensatori usati nel circuito precedente.

C_3 è il compensatore (« trimmer ») collegato in parallelo a C_2. Il suo valore è di 30 pF.

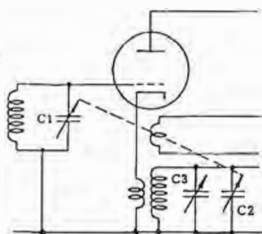
La combinazione in parallelo tra C_2 e C_3 provoca una variazione di capacità compresa tra 70 e 390 pF. Ne deriva che il rapporto di capacità è pari a 1 : 5,6 il che si adatta a quello di frequenza dell'oscillatore, che è di 1 : 2,3.

Diversamente da quanto abbiamo constatato in merito al « padder », l'influenza del « trimmer » è minima alle frequenze basse (capacità massima) e massima alle frequenze alte (capacità minima del condensatore variabile).

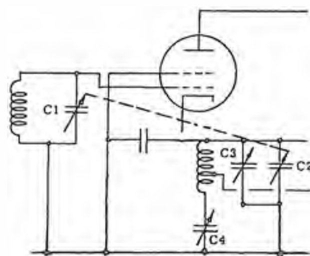
Infatti, il suo effetto è tale che la capacità minima (residua) del condensatore variabile viene portata da 40 a 70 pF, mentre quella massima viene portata da 360 a 390 pF, con uno scarto, come si vede, molto più apprezzabile sulla capacità minima (che viene quasi raddoppiata) che non sulla massima.

Esaminando infine la **figura 17 Z**, è facile comprendere come sia il « padder » che il « trimmer » possono essere usati assieme.

Fig. 16 Z - L'azione di C3 qui è quella di « trimmer » e si fa sentire sulla zona del variabile che agisce per le frequenze più alte; infatti, l'aggiunta di 30 pF ai 40 minimi è percentualmente molto importante. Lo scopo è sempre quello di un adeguamento dei rapporti capacitivi tra C1 e C2.



COMPONENTE	CAPACITA'	RAPPORTO CAPACITA'	RAPPORTO FREQUENZA
C1	40-360 pF	1 : 9	1 : 3
C2	40-360 pF	1 : 9	
C3	30 pF		
C2 e C3	valore eff. 70-390 pF	circa 1 : 5,6	circa 1 : 2,36



COMPONENTE	CAPACITA'	RAPPORTO CAPACITA'	RAPPORTO FREQUENZA
C1	40-360 pF	1 : 9	1 : 3
C2	40-360 pF	1 : 9	
C3	3 pF (variabile)		
C4	500 pF (variabile)		
C2, C3, C4	valore eff. 40-210 pF	circa 1 : 5,2	circa 1 : 2,3

Fig. 17 Z - « Padder » e « trimmer » **vengono impiegati contemporaneamente per usufruire della loro diversa azione che, come si è visto, si manifesta maggiormente ai due estremi di gamma: in tal modo C2 e C1 sono sempre in passo.**

L'aggiunta di C_3, ossia di un « trimmer » da 30 pF, e di C_4, « padder » da 500 pF, crea una combinazione che permette una portata capacitiva variabile da 40 a 210 pF. Si ottiene così il rapporto di capacità di 1 : 5,2 circa, che si adatta al rapporto di frequenza di 1 : 2,3 per il circuito sintonizzato dall'oscillatore.

Entrambi — ripetiamo — sono condensatori aggiuntivi semifissi (compensatori), che possono essere regolati in sede di taratura, separatamente, per raggiungere un allineamento perfetto su tutti e due i lati estremi della gamma.

Il loro impiego è indispensabile soprattutto se per il ricevitore il costruttore prevede condensatori variabili in tandem identici nelle diverse sezioni; assai spesso però si fa ricorso a sezioni di diversa capacità intrinseca.

L'amplificazione a Media F.

L'amplificatore a Media Frequenza, da quanto abbiamo appreso sin qui, è un circuito ad alta amplificazione costantemente sintonizzato su

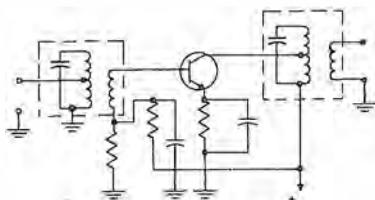


Fig. 18 Z - **Stadio amplificatore di Media Frequenza: schematicamente fa seguito allo schema del convertitore riprodotto in figura 13 Z. Vi si osservano prese intermedie su avvolgimenti per adattare l'impedenza dei carichi a quella, più alta, del circuito risonante.**

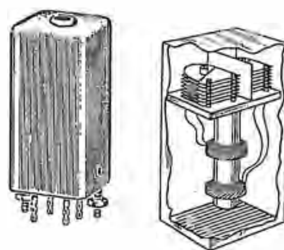
una frequenza pari alla differenza tra la frequenza dell'oscillatore locale e quella del segnale in arrivo.

Uno stadio di M.F. comprende un dispositivo attivo di amplificazione, un suo circuito d'ingresso ed un suo circuito d'uscita.

Nei ricevitori economici era presente — se a valvole — un solo stadio di questo tipo. Nei ricevitori professionali — per contro — si trovano a volte due o tre stadi di amplificazione di Media Frequenza e non è raro che si ricorra a due valori diversi di M.F., da cui la presenza di una doppia conversione.

Vedremo, più avanti, come i circuiti integrati si siano imposti anche in queste applicazioni.

Ogni stadio viene « tarato » sulla frequenza fissa prescelta. Poiché tutti i segnali in arrivo vengono convertiti in tale frequenza, l'amplificatore al quale ci riferiamo funziona sulla sola frequenza intermedia e non richiede comandi esterni di accordo, ulteriori a quelli semifissi.



I trasformatori (con, o senza prese) che entrano a far parte del settore di amplificazione di Media F. sono racchiusi in uno schermo affinché non si producano accoppiamenti induttivi con l'esterno. In alcuni vecchi tipi, i compensatori di taratura erano a dielettrico aria.

Di conseguenza, i vari circuiti sintonizzati possono essere regolati permanentemente, una volta per sempre, in modo da consentire la massima amplificazione e la maggiore selettività.

Praticamente, in un ricevitore supereterodina, la prerogativa della selettività, ossia la separazione della emittente ricevuta dalle altre di frequenza prossima, ed il compito della maggior parte dell'amplificazione di tensione, sono affidate in effetti allo stadio di amplificazione a Media Frequenza.

L'interferenza di immagine, precedentemente citata, viene spostata in un punto tanto più lontano dall'apice della curva di risonanza del relativo circuito accordato, quanto più elevato è il valore della Media Frequenza.

Per questo motivo, la scelta del valore della frequenza intermedia costituisce un compromesso tra il fatto che una frequenza elevata rappresenta un rimedio più efficace contro l'interferenza di immagine, mentre una frequenza più bassa consente una maggiore selettività nei confronti delle emittenti di frequenza prossima a quella su cui viene effettuato l'accordo.

I ricevitori di produzione commerciale per Onde Medie - Corte - Lunghe sono basati su una Media Frequenza il cui valore è compreso tra i 450 e 470 kHz. Quelli per Modulazione di Frequenza, su 10,7 MHz.

Generalmente, i trasformatori di M.F. sono a doppia sintonia, e cioè sia il primario che il secondario sono sintonizzati sulla frequenza di funzionamento. Esistono tuttavia dei casi in cui i trasformatori sono a sintonia unica: solo il primario, o il secondario, sono sintonizzati, vale a dire, presentano una stretta curva di responso. Assai spesso gli avvolgimenti hanno prese (come un autotrasformatore) per adattare impedenze diverse.

I trasformatori di Media Frequenza possono essere avvolti su supporti a nucleo di aria, o di ferro polverizzato compresso. Alcuni esemplari di questo secondo tipo sono muniti di condensatori fissi, e vengono sintonizzati variando l'introduzione del nucleo nell'avvolgimento. Detto nucleo, essendo filettato esternamente, può essere spostato come una comune vite: questo tipo di sintonia si chiama, come abbiamo già visto, a « variazione di permeabilità ».

La **figura 18 Z** illustra una struttura tipica di trasformatori di M.F. Come si nota, essi sono montati, unitamente alle capacità di accordo, in piccoli involucri metallici — generalmente di alluminio — che agiscono da schermo.

La tendenza costruttiva è per una sempre più pronunciata riduzione delle dimensioni, resa possibile dal rendimento più elevato dei moderni materiali (ferriti) che possono costituire il nucleo e, a volte, un intero mantello.

Nei casi in cui vengono usate induttanze fisse e capacità variabili, queste ultime sono di basso valore in confronto a quelle usate per i circuiti di sintonia dello stadio convertitore/mescolatore, e possono essere regolate mediante viti accessibili attraverso fori praticati nello scher-

mo metallico. Attraverso tali fori è possibile introdurre la punta di un cacciavite speciale o di una chiave sagomata a seconda del tipo di compensatore usato. In tal modo è possibile effettuare la taratura senza asportare lo schermo.

Principi di base della FM

Affinché siano chiari tutti i concetti relativi alla modulazione di frequenza, è bene ricordare anzitutto le caratteristiche della modulazione di ampiezza.

Sappiamo che, in modulazione di ampiezza, ogni singola frequenza che moduli una portante determina due bande laterali.

Se il segnale modulante consta di più frequenze (segnali complessi), ogni frequenza che lo compone determina due bande laterali. È questo il caso — ad esempio — di un'onda portante modulata mediante la B.F. derivante da una ripresa musicale, nella quale, in ogni istante, si hanno tanti suoni simili o totalmente diversi, quanti sono gli strumenti in funzione.

Tuttavia, le uniche bande laterali che devono essere prese in considerazione ai fini pratici sono **le più esterne**, quelle cioè corrispondenti a quei segnali acustici la cui **frequenza è più elevata**.

La **figura 19 Z** illustra il caso di una portante di 1 000 kHz (1 MHz), e delle bande laterali prodotte da due segnali a B.F., rispettivamente di 5 e 10 kHz.

L'altezza del tratto verticale centrale rappresenta la potenza della portante.

Come si nota, la frequenza modulante di 5 kHz determina due bande laterali (a 995 e 1 005 kHz rispettivamente) e la frequenza di 10 kHz determina le due bande a 990 e 1 010 kHz.

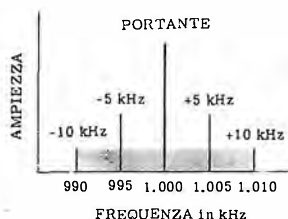


Fig. 19 Z - Si supponga un'onda portante di frequenza 1 000 kHz: in assenza di modulazione si avrà un'ampiezza di segnale indicata dal tratto verticale corrispondente (al centro). Se la si modula in ampiezza con 5 000 Hz, si manifestano le due bande laterali indicate e si riduce la potenza irradiata; con modulazione a 10 000 Hz le bande si estendono maggiormente e la potenza scende ulteriormente.

Bande laterali e larghezza di banda in F.M.

Nella modulazione di frequenza, invece, l'ampiezza del segnale modulante determina la **variazione della frequenza portante**; il valore (frequenza istantanea) si allontana da quello centrale proporzionalmente.

È possibile fare in modo che la frequenza istantanea differisca da quella della portante di un valore qualsiasi, scelto a piacere, variando semplicemente **l'ampiezza del segnale modulante**.

È pertanto possibile ottenere variazioni di frequenza pari a diverse volte la frequenza stessa di modulazione.

In pratica — infatti — si possono avere variazioni di frequenza di diverse centinaia di kHz, sebbene le frequenze acustiche modulanti non siano — in genere — di valore superiore a 15 kHz.

Da ciò deriva che le bande laterali prodotte dalla modulazione in frequenza di una data portante, non sono limitate alla somma ed alla differenza tra detta portante e la massima frequenza di modulazione, come avviene in modulazione di ampiezza (figura 19 Z).

Mentre — in quest'ultimo caso — si verifica, come abbiamo visto, la presenza di **due frequenze laterali** equidistanti dalla portante, in modulazione di frequenza vengono prodotte **diverse frequenze laterali**, che dipendono — sia per il numero che per l'ampiezza — dall'**indice di modulazione**.

Di conseguenza, un'onda modulata in frequenza è caratterizzata da una ampiezza di banda maggiore che non un'onda modulata in ampiezza.

Ad esempio, se una portante di 1 MHz viene modulata in frequenza con un segnale acustico di 10 kHz, si otterranno diverse componenti laterali a 990 e 1 010, a 980 e 1 020, a 970 e 1 030 kHz, ecc. Ognuna di queste frequenze avrà una certa ampiezza.

Si definisce **larghezza di banda di un'onda modulata in frequenza** il doppio della distanza in frequenza che intercorre tra la posizione della portante e la frequenza laterale più lontana la cui ampiezza è inferiore all'1 % dell'ampiezza della portante stessa, non modulata.

La larghezza di banda è in funzione dell'indice di modulazione.

In pratica, la larghezza di banda di un trasmettitore modulato in frequenza risulta pari al doppio della massima deviazione di frequenza.

Il rapporto tra frequenza portante e larghezza di banda risulta inoltre assai maggiore nel caso di un'onda modulata in frequenza che non di un'onda modulata in ampiezza.

Per questo motivo, i circuiti amplificatori in Alta Frequenza e lo stesso canale di Media Frequenza dei ricevitori F.M. sono costruiti con accorgimenti che consentono il passaggio indistorto della banda di frequenze richieste. È necessario scegliere una portante di valore sufficientemente elevato allo scopo di poter disporre di molti canali: per questo le radiodiffusioni a modulazione di frequenza vengono effettuate in una gamma di frequenze alte, compresa tra 87 e 110 MHz (VHF).

Nel caso di particolari trasmissioni con modulazione di frequenza a banda stretta, è possibile usare, ovviamente, le frequenze interessanti le gamme delle onde corte.

Esistono delle relazioni definite tra l'ampiezza del segnale modulante, la sua frequenza, la variazione di frequenza da esso prodotta e l'ampiezza totale della banda occupata dall'inviluppo di modulazione risultante.

A parità di deviazione di frequenza, il numero delle bande laterali aumenta col diminuire della frequenza modulante e la larghezza di banda occupata diminuisce col diminuire della frequenza modulante.

L'ampiezza di banda totale, tuttavia, non può mai essere inferiore all'ampiezza di banda determinata dalla sola deviazione tra picco e picco, indipendentemente dal valore minimo della frequenza modulante.

Se l'ampiezza di modulazione aumenta — e la

sua frequenza rimane costante — aumenta la deviazione di frequenza e, contemporaneamente, l'indice di modulazione. Ciò significa che una maggior quantità di energia viene fornita alle bande laterali, per cui un maggior numero di esse raggiunge un'ampiezza efficace.

Ne consegue che il numero delle frequenze laterali utili aumenta, contemporaneamente alla larghezza di banda.

Riassumendo, a questo punto, possiamo dire:

— la posizione delle coppie di frequenza laterali per un'unica frequenza sinusoidale modulante, dipende soltanto dalla frequenza di quest'ultima;

— l'ampiezza delle frequenze laterali dipende dall'indice di modulazione, che è il rapporto — precisiamo — tra la massima deviazione di frequenza della portante e la frequenza dell'onda modulante. L'indice di modulazione dipende a sua volta dall'ampiezza del segnale modulante in quanto la deviazione di frequenza è proporzionale — come si è detto — all'ampiezza del segnale modulante;

— le coppie di frequenze laterali appaiono ad entrambi i lati della frequenza portante in numero ed ampiezza variabili (**figura 20 Z**).

L'assieme delle frequenze laterali componenti forma lo **spettro di frequenza** dell'onda modulata in frequenza: ad esempio, se la frequenza modulante è di 15 kHz, e lo spostamento di frequenza ammonta a 75 kHz, l'indice di modulazione sarà pari a 75/15, ossia 5.

I componenti della frequenza oltre l'ottavo paio di bande laterali saranno inferiori all'1 % dell'ampiezza della portante non modulata, ossia trascurabili.

L'onda a modulazione di frequenza consiste dunque in una frequenza centrale portante, ed in un numero di coppie di frequenze laterali, le quali, per una data frequenza ed ampiezza di modulazione, sono costanti. L'inviluppo di modulazione ha un'ampiezza costante ed è la frequenza del segnale che varia in modo continuo.

L'inviluppo di modulazione, costituito dalla somma algebrica delle frequenze laterali e della frequenza portante o centrale, varia in ampiezza contemporaneamente alla modulazione.

Quando il segnale trasmesso non è modulato, la potenza del trasmettitore è concentrata in gran parte sull'onda portante. Per contro, allorché si sovrappone la modulazione, la potenza è tolta alla portante e viene distribuita nelle bande laterali. L'ampiezza della prima viene perciò ridotta.

La massima potenza (nel caso di figura 20 Z) si verifica in corrispondenza della quarta frequenza laterale, la quale si discosta dalla portante di 60 kHz (4 × 15).

La frequenza portante o centrale varia, come si è detto, in ampiezza, conformemente alla modulazione, mentre, nella modulazione di ampiezza, la potenza necessaria per le bande laterali viene fornita dal modulatore e non viene detratta dalla portante.

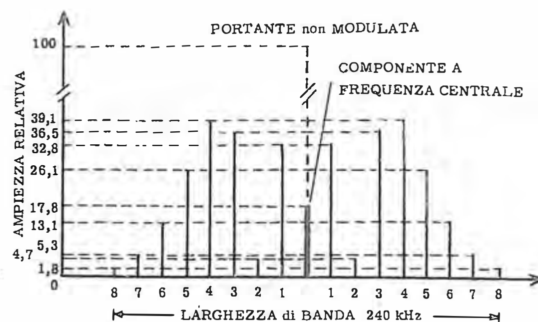


Fig. 20 Z - Le coppie delle frequenze laterali formano lo spettro dell'onda modulata in frequenza: la larghezza è funzione dell'indice di modulazione che è il rapporto tra la deviazione massima e la frequenza massima del segnale modulante. Modulando con 15 000 Hz, con spostamento di 75 kHz l'indice è pari a 5; massima potenza alla 4ª coppia.

Dal momento che la portante non reca alcuna informazione di per se stessa, la riduzione della sua ampiezza aumenta l'efficienza della trasmissione nei confronti della potenza consumata.

Per un certo valore dell'indice di modulazione e della frequenza modulante, l'ampiezza della portante scende a zero, per cui l'intera potenza risiede nelle bande laterali.

Vediamo ancora che nell'esempio di figura 20 Z con una variazione di frequenza di 75 kHz, ed una modulazione di 15 kHz, la componente della frequenza centrale si riduce a meno del 20 % dell'ampiezza della portante non modulata.

Se la frequenza modulante viene ridotta a 5 kHz, con la medesima variazione di frequenza di 75 kHz (vedi **figura 21 Z**), l'ampiezza della frequenza centrale si riduce all'1,4 % della portante non modulata.

Le frequenze laterali sono distanziate ogni 5 kHz ad entrambi i lati della frequenza centrale, fino alla diciannovesima coppia.

Tutte le frequenze laterali successive hanno ampiezza inferiore all'1 % dell'ampiezza della

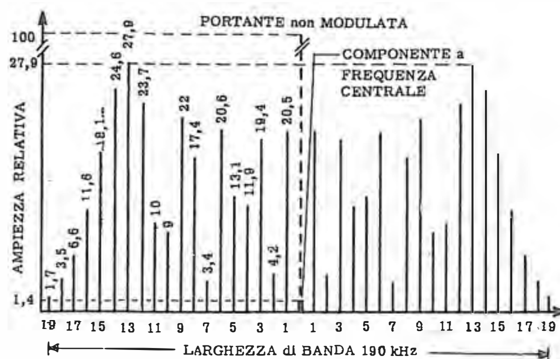


Fig. 21 Z - Se la frequenza modulante è invece di 5 000 Hz (stessa variazione di frequenza) l'indice risulta essere 15: di conseguenza le bande laterali si estendono sino alla 19ª coppia. La massima potenza si verifica per la 13ª coppia e diminuisce ulteriormente l'ampiezza della frequenza centrale.

portante, e, come si è premesso, non sono quindi considerate come componenti del canale occupato dall'onda modulata.

Nel caso della frequenza modulante di 15 kHz, come nella figura 20 Z, con un indice di modulazione pari a 5, l'ampiezza totale della banda è di 240 kHz. Con una frequenza modulante di 5 kHz (vedi figura 21 Z), e con un indice di modulazione pari a 15, l'ampiezza di banda totale ammonta a 190 kHz.

In entrambi i casi, l'ampiezza di banda è maggiore dei limiti di spostamento di + o — 75 kHz, che equivale infatti, ad uno spostamento tra picco e picco di 150 kHz.

Tuttavia, le bande laterali al di sopra e al di

sotto del limite di ampiezza sono relativamente piccole, per cui possono essere trascurate.

In entrambe le figure, la portante non modulata è rappresentata con un segno tratteggiato per permettere il confronto con l'ampiezza delle bande laterali modulate in frequenza.

Riassumendo i concetti

Facciamo ora il punto sui concetti sin qui appresi e ricapitoliamo — anche graficamente — le caratteristiche principali di questo tipo di modulazione.

Un'onda modulata in frequenza è caratterizzata da un'**ampiezza costante**, e da una **variazione istantanea della frequenza** intorno al valore della portante, di una quantità proporzionale all'ampiezza del segnale modulante.

Quando l'ampiezza del segnale modulante aumenta, anche la frequenza aumenta, e, viceversa, se l'ampiezza del segnale diminuisce, la frequenza diminuisce.

Nelle **figure 22 Z** e **23 Z** sono illustrate rispettivamente due frequenze acustiche modulanti, di diversa ampiezza, due frequenze portanti, nonché gli inviluppi di modulazione dell'onda modulata in frequenza.

Come si nota, le due portanti da modulare sono tra loro identiche.

Osservando gli inviluppi di modulazione si vede che, con l'aumentare dell'ampiezza del segnale acustico modulante, in senso positivo, i cicli della portante diventano più numerosi nell'unità di tempo (ascissa); in altre parole, come si è detto sopra, la frequenza della portante aumenta.

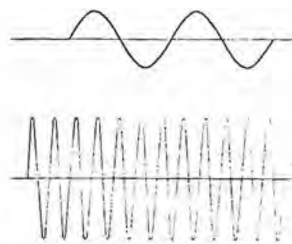
Quando invece l'ampiezza del segnale modulante diminuisce e si porta verso il massimo negativo, la frequenza della portante diminuisce.

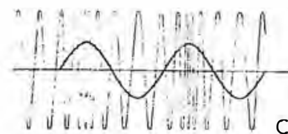
Inoltre — come si constata confrontando le due sezioni C delle figure — la deviazione massima di frequenza, cioè il numero di Hz, varia in funzione dell'ampiezza del segnale modulante.

La massima variazione di frequenza si ha perciò in corrispondenza dei picchi di modulazione.

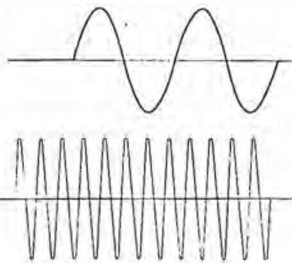
Le **figure 24 Z** e **25 Z** dimostrano come, a parità di ampiezza del segnale modulante — e quindi a parità di deviazione massima di frequenza — il numero di deviazioni complete nell'unità di tempo sia eguale al numero di periodi della frequenza modulante, contati nella medesima unità di tempo.

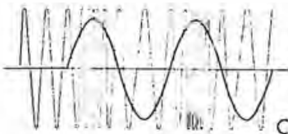
Le caratteristiche di un'onda modulata in frequenza sono pertanto le seguenti: l'ampiezza dell'inviluppo di modulazione è costante; la deviazione massima di frequenza in più e in meno rispetto al valore della portante risulta determinata unicamente dall'ampiezza del segnale modulante; la frequenza del segnale modulante determina il numero di volte in un secondo in cui si verificano deviazioni di frequenza entro i limiti massimi.





L'oscillazione varia la sua frequenza per effetto del segnale modulante.





Il segnale modulante più ampio provoca maggiori mutamenti di frequenza.

Fig. 22 Z (in alto) - Un segnale modulante ed un'oscillazione di una determinata frequenza che deve essere modulata in frequenza.

Fig. 23 Z - La stessa oscillazione in presenza di un segnale modulante di frequenza pari al precedente, ma più ampio.

Il rapporto tra la variazione massima di frequenza e la frequenza massima del segnale modulante si chiama **indice di modulazione**.

Esso è espresso dalla seguente formula:

$$\text{indice di modulazione} = \frac{\text{max. deviaz. di frequenza}}{\text{max. freq. di segnale mod.}}$$

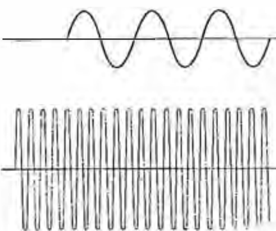
La percentuale di modulazione di un'onda modulata in frequenza non può essere determinata nel medesimo modo con cui viene determinata nel caso della modulazione di ampiezza; una modulazione del 100 % significherebbe una variazione di frequenza della portante tra zero ed il doppio del suo valore.

La percentuale di modulazione viene invece definita — per convenzione — come il rapporto percentuale tra la variazione di frequenza rispetto ad un valore di deviazione stabilito come massimo.

Nel caso della radiodiffusione a Modulazione di Frequenza, la variazione massima consentita è di 75 kHz; in tal caso perciò, la modulazione al 100 % si ottiene quando la deviazione della portante è di 75 kHz. Ad una deviazione di 37,5 kHz corrisponde ovviamente una profondità di modulazione del 50 %.

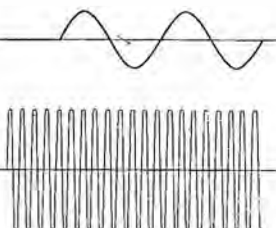
Fig. 24 Z (qui sotto) - Segnale modulante di determinata ampiezza e oscillazione da modulare.

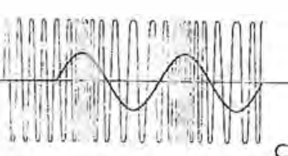
Fig. 25 Z - Il segnale modulante rimane della stessa ampiezza ma diminuisce di frequenza.





L'oscillazione varia la sua frequenza per effetto del segnale modulante.





Il segnale modulante a frequenza più bassa provoca un minor numero di deviazioni.

Questa definizione non è però assoluta, dato che dipende dalla massima deviazione di frequenza adottata in un dato sistema.

Per una maggiore intellegibilità

In un trasmettitore F.M. usato per la trasmissione della voce, la variazione di frequenza — per il principio stesso della F.M. — è la medesima (per una data ampiezza) indipendentemente dalla frequenza del segnale modulante, ossia della voce.

È noto che mentre il segnale passa attraverso il trasmettitore, il ricevitore, e lo spazio che si trova tra i due, una certa quantità di rumore indesiderato e di distorsione si sovrappone al suono che si desidera trasmettere.

Tale rumore è distribuito in maniera uniforme attraverso l'intero spettro delle frequenze udibili. Di conseguenza, il rapporto tra il segnale ed il rumore diminuisce per le frequenze acustiche più alte, in quanto l'ampiezza dei segnali prodotti dalla voce umana in questa gamma non ha l'intensità che ha invece per le frequenze più basse.

Oltre a ciò, la distorsione aumenta nella parte più alta dello spettro delle frequenze.

Si rilevi, in proposito, che le frequenze più elevate sono quelle che più contribuiscono all'intelligibilità della voce trasmessa, in quanto le consonanti (che ne costituiscono la massima parte) hanno una intensità di picco proprio in questa parte della gamma delle frequenze acustiche.

Per evitare una cattiva riproduzione delle consonanti a causa di un basso rapporto segnale/rumore alle estremità più alte dello spettro, si provvede perciò ad una particolare, ulteriore amplificazione — detta **preenfasi** — per tali frequenze.

Il risultato di questo procedimento non deve però provocare suoni non naturali all'atto della ricezione.

Per questo motivo, nel ricevitore, si effettua il procedimento inverso, detto **deenfasi**.

La combinazione di entrambi i provvedimenti permette un rapporto segnale/rumore maggiormente uniforme sull'intera gamma delle frequenze acustiche.

Preenfasi

Un trasmettitore munito del dispositivo di preenfasi ha uno spettro di bande laterali più ampio che non senza.

In generale, l'ampiezza di banda nel caso che un segnale vocale determini lo spostamento del 100 % della frequenza di un trasmettitore, con la preenfasi è superiore di circa un terzo ai limiti di spostamento. Se tale spostamento ammonta, ad esempio, a 75 kHz, l'ampiezza di banda totale (col 100 % di modulazione) è di circa 200 kHz (150 più 50).

Il fatto che la preenfasi determini una maggiore ampiezza di banda per un dato spostamento di frequenza, deve sempre essere tenuto in considerazione. Tuttavia, l'eventualità che si manifesti una sovramodulazione non è probabile, in quanto le componenti del segnale a frequenza più elevata sono originalmente deboli, e la preenfasi riesce a stento a portarle al livello dei toni più gravi.

Essa non riesce pertanto a causare la sovramodulazione di un trasmettitore a modulazione di frequenza, sebbene i limiti di variazione di frequenza subiscano un aumento.

Abbiamo visto che l'ampiezza di banda effettiva aumenta con l'aumentare della frequenza del segnale acustico, ed anche che, con l'aumentare del livello della frequenza acustica alta, un numero sempre maggiore delle bande laterali esterne sale al di sopra del margine dell'1 %.

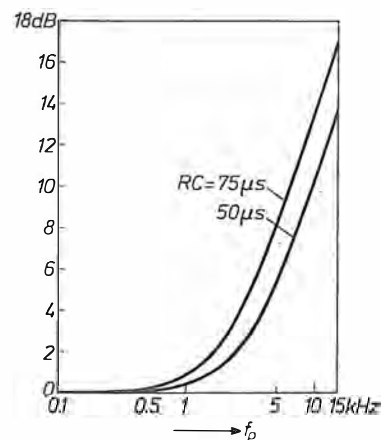


Fig. 26Z - L'accentuazione (preenfasi) delle frequenze acustiche alte ha luogo, in emissione, con dispositivi la cui costante di tempo risulta standardizzata in 75 µs in U.S.A. ed in 50 µs in Europa. Questa esaltazione di frequenza è alquanto pronunciata, come si vede, e porta — logicamente — alla necessità di un intervento contrario in ricezione.

Le caratteristiche di preenfasi di un trasmettitore a modulazione di frequenza possono essere specificate mediante un grafico (**figura 26 Z**) che illustra le relazioni tra il segnale acustico d'entrata e l'uscita modulata.

La frequenza dello spettro delle audio-frequenze è rappresentata sull'asse orizzontale. Su quello verticale è invece rappresentata l'uscita corrispondente ad una entrata costante rispetto alla frequenza.

La curva dimostra che l'uscita resta relativamente costante sino a 500 Hz circa, dopo di che sale rapidamente fino ad un valore di picco corrispondente a 14 000 Hz. Dal momento che tale aumento è specificato in dB (decibel), una variazione di 6 dB significa il raddoppiamento dell'ampiezza del segnale.

Se (con 75 µs) risulta un aumento di circa 18 dB da 1 000 a 15 000 Hz, ciò significa che l'ampiezza è stata raddoppiata quasi tre volte. L'uscita risultante a 15 kHz, è di conseguenza « 2 volte 2 volte 2 », ossia 2^3 = 8 volte l'uscita che si ha a 1 000 Hz.

Dispositivi di preenfasi

In **figura 27 Z** è illustrata una semplice disposizione di preenfasi consistente in una induttanza ed in una resistenza collegate nel circuito di un dispositivo amplificante (valvola o transistore).

In questo circuito, la tensione del segnale acustico è applicata ai capi dell'induttanza attraverso una resistenza in serie; l'uscita è disponibile ai capi dell'induttanza stessa.

Dal momento che l'impedenza della bobina aumenta con l'aumentare della frequenza — mentre la resistenza resta costante — la tensione presente ai capi dell'induttanza aumenta in corrispondenza.

Il rapporto tra l'induttanza e la resistenza determina la costante di tempo della combinazione; la caratteristica di preenfasi può essere perfettamente definita in funzione di detta costante di tempo. Se l'induttanza è espressa in henry e la resistenza in Megaohm, la costante di tempo è in microsecondi.

Ad esempio, calcoliamo la costante di tempo di un filtro come quello illustrato alla figura 27 Z, contenente una resistenza da 0,1 Mohm, ed una induttanza di 5 henry:

$$\text{costante di tempo} = \frac{L}{R} = \frac{5}{0,1} = 50 \text{ microsecondi}$$

Per il rapporto specifico tra induttanza e resistenza della figura 27 Z, il grafico della tensione d'uscita riferita alla tensione di ingresso è quello già visto nella figura precedente.

PRE-ENFASI

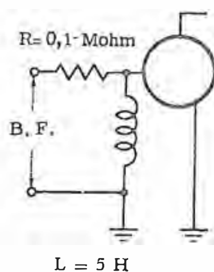


Fig. 27 Z - Il segnale B.F. di modulazione troverà nel circuito R-L un'impedenza crescente al crescere della frequenza: ciò significa che i segnali a frequenza più alta svilupperanno una tensione maggiore = preenfasi.

DE-ENFASI

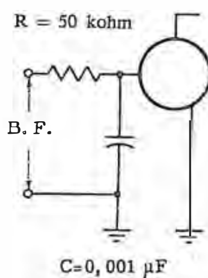


Fig. 28 Z - Il segnale B.F. rivelato troverà nel circuito RC una impedenza minore per le sue frequenze più alte: ciò significa che i segnali a frequenza più alta svilupperanno una tensione più bassa = deenfasi. La costante di tempo di RC deve essere eguale a quella di LC della figura precedente.

Deenfasi

Nel ricevitore si usa — ripetiamo — un dispositivo che effettua l'operazione, detta deenfasi, inversa alla preenfasi, in modo tale che il bilanciamento originale tra le frequenze alte e basse della voce non risulti alterato.

Le caratteristiche della preenfasi e della deenfasi vengono normalmente ottenute mediante la combinazione di componenti di natura resistiva, capacitiva ed induttiva, inseriti in modo da determinare i rapporti desiderati tra le tensioni di ingresso e di uscita del filtro, così come si è visto.

Le caratteristiche della voce umana sono molto complesse, per cui i filtri scelti costituiscono un compromesso tra la duplicazione dell'esatto ammontare di perdita alle frequenze più alte e l'uso del minor numero possibile di componenti.

Dispositivi di deenfasi

Il processo di deenfasi che viene effettuato nel ricevitore, ovviamente deve presentare caratteristiche perfettamente opposte a quelle della preenfasi.

Ciò è ottenuto facendo in modo che la costante di tempo determinata dalla resistenza e dalla capacità della **figura 28 Z** sia eguale a quella del circuito di preenfasi.

Dal momento che la reattanza capacitiva diminuisce con l'aumentare della frequenza, la tensione presente ai capi del condensatore diminuisce man mano che la frequenza aumenta. Una volta scelta la costante di tempo adatta, le frequenze più acute vengono riportate al loro livello normale.

Se la capacità è espressa in microfarad, e la resistenza in ohm, il prodotto R × C dà la costante di tempo in microsecondi.

Ad esempio, nel circuito la capacità è di 0,001 µF, e la resistenza è di 50 000 ohm, per cui la costante di tempo è data da:

$$\text{costante di tempo} = R \times C = 50\,000 \times 0{,}001 = 50 \text{ microsecondi}$$

ossia è eguale a quella determinata dall'induttanza e dalla resistenza della figura precedente (preenfasi).

L'andamento dell'attenuazione delle frequenze acustiche più elevate in ricezione è riprodotto dalla curva volta verso il basso (tratteggiata) del grafico di **figura 29 Z** se la costante di tempo è di 75 µs. La linea a tratto intero illustra invece l'andamento dell'esaltazione in trasmissione allorché si adottano i 50 µs previsti dallo standard europeo.

Rapporto segnale/rumore

Uno dei maggiori inconvenienti della trasmissione di segnali acustici mediante la modulazione di ampiezza è la sensibilità ai rumori sia naturali che artificiali. Alcuni tra gli inconvenienti della modulazione di ampiezza — almeno per ciò che concerne il rumore e le interferenze — possono essere eliminati mediante il sistema a modulazione di frequenza.

Per poter meglio comprendere come il sistema di comunicazione che si basa sulla modulazione di frequenza, sia preferibile nei confronti

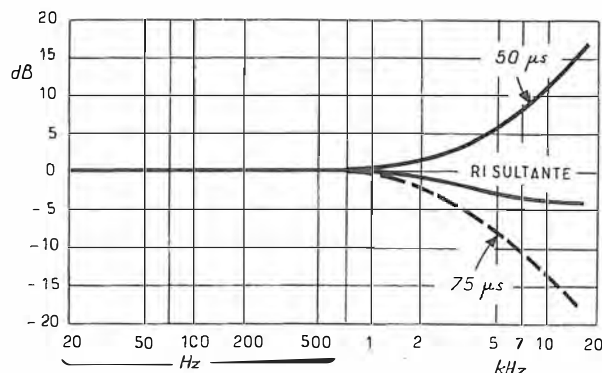


Fig. 29 Z - Se, in ricezione, il dispositivo di deenfasi adotta una costante di tempo diversa da quella usata in trasmissione, la risultante non è una retta così come dovrebbe essere. Per questo le apparecchiature americane, o giapponesi — se non corrette nella costante di tempo che è di 75 µs — danno un'attenuazione eccessiva delle frequenze alte in ricezione dello standard europeo (50 µs); a 10 000 Hz tale differenza è già di 3,2 dB.

del sistema classico a modulazione di ampiezza, dobbiamo analizzare prima il problema dei disturbi.

Sebbene la modulazione di frequenza non sia il sistema più efficace per evitare i rumori, essa costituisce tuttavia uno dei sistemi tra i più semplici. La modulazione mediante brevi impulsi di energia è maggiormente efficiente, ad esempio, ma i trasmettitori sono molto più complessi che non quelli usati per la modulazione di frequenza.

La maggior parte dei radiodisturbi si divide in due categorie principali: disturbi ad impulsi e disturbi intermittenti.

I primi consistono in rapidi impulsi di tensione a radiofrequenza che, allorché vengono rivelati in un ricevitore, assumono le caratteristiche di frequenze acustiche anch'esse impulsive. Essi sono spesso di ampiezza centinaia di volte maggiore di quella del segnale modulante, per cui rendono impossibile la ricezione di quest'ultimo.

Le fonti più comuni di tali rumori sono i dispositivi di accensione dei motori a scoppio; per quanto si prendano provvedimenti per eliminarli, non è tuttavia possibile escluderli completamente. Esiste infatti una componente di rumore residuo che può costituire grave difficoltà di ricezione se i segnali captati sono deboli.

Il secondo tipo di disturbo, detto fluttuante, ha un carattere di maggiore persistenza.

Esso si manifesta come un'ampia gamma di impulsi diversi, aventi tra loro una relazione minima o addirittura nulla.

Generalmente, questi disturbi hanno origine dalle macchine elettriche rotanti, da rettificatori con valvole a gas, da linee di distribuzione dell'energia elettrica ad Alta Tensione o di trasmissione, o da altri dispositivi analoghi.

Il rumore determinato da un piccolo motore elettrico, sebbene sia spesso notevolmente meno intenso del segnale che si desidera ricevere, può tuttavia causare gravi ed insopportabili disturbi che possono impedire o quanto meno peggiorare la ricezione.

Detti disturbi possono giungere al ricevitore in vari modi: per propagazione, o tramite accoppiamenti capacitivi esistenti tra l'antenna del ricevitore ed il dispositivo che li produce.

Le linee di distribuzione dell'energia elettrica, alle quali sono collegati dispositivi che producono disturbi, se si trovano in prossimità di una antenna di ricezione possono indurre in quest'ultima dei segnali corrispondenti ai disturbi stessi. Diversamente, questi possono essere ricevuti anche direttamente, attraverso la linea di alimentazione.

I disturbi fino ad ora descritti non sono distribuiti uniformemente lungo lo spettro delle frequenze.

I disturbi ad impulsi sono particolarmente fastidiosi nella gamma di frequenze compresa tra i 15 e 160 MHz: i disturbi fluttuanti sono invece maggiormente presenti sulle frequenze più basse, in quanto raggiungono la massima intensità su frequenze molto inferiori a 20 MHz.

Il rumore è particolarmente dannoso se la frequenza è tale da mettere in risonanza elettrica il dispositivo che lo produce. In tal caso quest'ultimo funziona come una vera trasmittente.

Ad esempio, le automobili, le cui dimensioni si approssimano alla metà della lunghezza d'onda nella gamma dei 30 MHz, causano nella medesima gamma i loro più intensi disturbi dovuti al sistema di accensione a spinterogeno, ossia a scintilla.

Il rumore prodotto invece dalla scarica elettrica attraverso un gas, come nei classici raddrizzatori a vapore di mercurio, ed altri dispositivi analoghi, ha uno spettro che si estende fino alle frequenze più alte con notevole intensità; spesso tali disturbi non possono essere eliminati a causa della impossibilità di effettuare una accurata schermatura.

I disturbi naturali che possono compromettere una radiotrasmissione possono verificarsi per vari motivi, ed appartengono qualitativamente ad entrambi i tipi descritti. La causa più comune è da ricercarsi probabilmente nelle scariche elettriche che avvengono nello spazio sotto forma di fulmini.

Questi ultimi producono disturbi percepibili anche a migliaia di chilometri di distanza, in quanto si propagano in modo analogo alle radioonde. L'intensità del segnale prodotto da perturbazioni atmosferiche locali diminuisce in maniera direttamente proporzionale all'aumento della frequenza; inoltre, le frequenze al di sopra di 40 MHz sono meno soggette a tale tipo di interferenza che non quelle inferiori.

Poiché le perturbazioni temporalesche sono più intense in estate che in inverno, è logico dedurre che durante la stagione invernale il livello di tali disturbi è minore.

Esistono altre cause di disturbi la cui origine è extraterrestre (rumore cosmico), attribuiti, ad esempio, alle macchie solari. Naturalmente, non essendo possibile sopprimerli all'origine, è necessario ricorrere ad altri sistemi per evitarli.

Un fattore che limita la sensibilità dei ricevitori per altissime frequenze è il rumore di fondo che si produce nel ricevitore stesso in seguito ad agitazione termica. Questo rumore produce una specie di soffio.

Un sistema generale di comunicazioni è schematizzato nella **figura 30 Z**.

La sorgente dei segnali (ad esempio, microfono) fornisce delle oscillazioni che vengono convertite in impulsi elettrici. Questi, a loro volta, vengono trasformati in segnali le cui caratteristiche ne permettono l'irradiazione (trasmettitore) attraverso lo spazio, fino a raggiungere il ricevitore.

Qui essi sono rivelati dando luogo alla riproduzione del suono originale.

Nel corso della trasmissione, il segnale può subire delle modifiche dovute **all'aggiunta** di rumori (vedi figura) per cui il ricevitore non è più

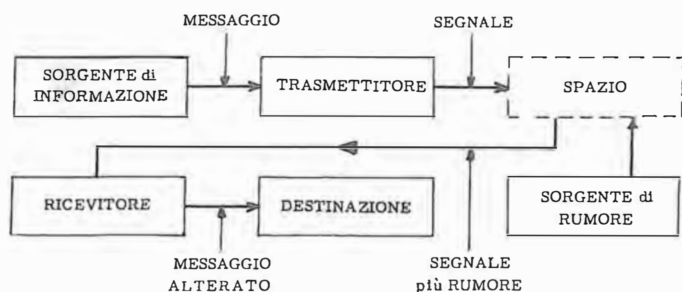


Fig. 30 Z - Elementi che costituiscono, o entrano in giuoco in un sistema di comunicazione a distanza via etere. I « rumori » possono influenzare l'intellegibilità; essi però, in quanto alteranti l'ampiezza del segnale, non disturbano il tipo di emissione-ricezione a modulazione di frequenza, sempre che l'intensità del segnale superi un determinato livello.

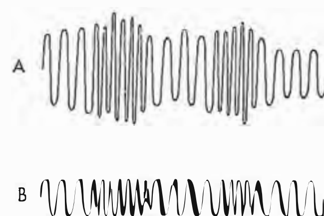


Fig. 31 Z - In « A » un'onda modulata in frequenza ed in ampiezza: la modulazione d'ampiezza potrebbe essere conseguente ad un disturbo. In « B »: dopo lo stadio limitatore l'ampiezza è uniforme.

in grado di ricostruire alla perfezione il segnale originale.

Tuttavia, in un sistema a modulazione di frequenza, se la variazione della frequenza stessa viene aumentata al di sopra di un rapporto minimo segnale/rumore, il grado di fedeltà di riproduzione aumenta.

L'effetto delle cause di disturbi nei confronti della modulazione di frequenza è sostanzialmente diverso rispetto all'effetto prodotto sulla modulazione di ampiezza.

Gli impulsi di rumore fluttuante eccitano i circuiti sintonizzati del ricevitore, facendo in modo che essi oscillino sulla loro frequenza di risonanza. Tali oscillazioni interferiscono con la portante, determinando la presenza di rumori spuri all'uscita dello stadio rivelatore, dopo di che diminuiscono gradatamente fino all'impulso successivo.

Il rumore ad impulsi, che è più che altro un disturbo che varia l'ampiezza del segnale, viene eliminato dallo **stadio rivelatore**, il quale, nei ricevitori per F.M., preceduto da un'azione di « limitazione », **non è sensibile alle variazioni di ampiezza della portante.**

Se il segnale a frequenza modulata è molto debole rispetto al rumore, le bande laterali contenenti il segnale acustico vengono soppresse dallo stadio rivelatore.

Di conseguenza, se la portante non supera una determinata intensità, la modulazione di frequenza è praticamente inferiore alla modulazione di ampiezza. Il valore minimo necessario è denominato **soglia di livello utile**, e dipende dalla variazione di frequenza.

La modulazione di frequenza ha un rendimento migliore della modulazione di ampiezza solo quando il segnale è superiore al valore minimo di soglia.

La limitazione

Uno stadio limitatore è in genere un amplificatore di Media Frequenza realizzato in modo che, dopo un certo punto, un ulteriore aumento del segnale di ingresso non produca nessun aumento del segnale di uscita.

Se c'è sufficiente guadagno a monte di un tale stadio, tutte le variazioni di ampiezza del segnale di ingresso vengono eliminate.

Poiché il rivelatore F.M. risponde solamente a variazioni di frequenza, il messaggio contenuto nella modulazione non viene in alcun modo peggiorato dal limitatore (**figura 31 Z**). Infatti, l'evanescenza e taluni tipi di rumore (modulanti in ampiezza) vengono eliminati dal limitatore.

Gli stadi limitatori vengono usati a valle dell'ultimo amplificatore di Media F. in taluni tipi di ricevitori. Il circuito di un limitatore è quasi identico a quello di uno stadio amplificatore di Media F., ad eccezione del valore dei potenziali di funzionamento.

Sebbene il limitatore produca una certa amplificazione prima che il suo punto di saturazione sia raggiunto, il suo scopo principale è quello di eliminare le variazioni di ampiezza causate dalla evanescenza e dai rumori, sul segnale di uscita.

Funzionamento

La risposta di un limitatore ideale è illustrata in **figura 32 Z**. Il dispositivo attivo di amplificazione deve avere una interdizione netta. Se si tratta di una valvola si usano tensioni di schermo molto basse ed alla griglia controllo è applicata una polarizzazione piuttosto scarsa. Pertanto, forti valori di tensione positiva sulla griglia portano rapidamente la valvola in saturazione, ed ampi valori di tensione negativa la interdicono.

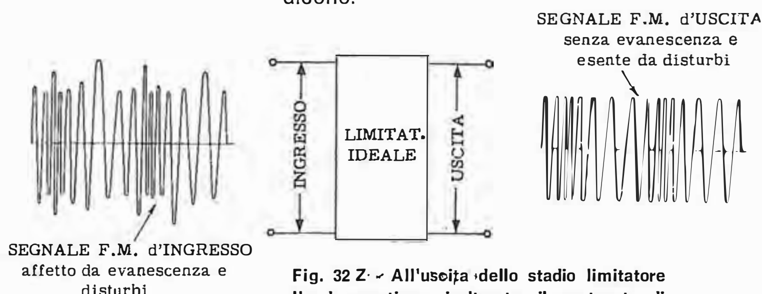


Fig. 32 Z - All'uscita dello stadio limitatore l'onda mantiene, inalterato, il contenuto di informazione conferitole con la modulazione di frequenza; l'ampiezza costante è condizione base per la rivelazione che segue.

La caratteristica di trasferimento di un limitatore è illustrata in **figura 33 Z**.

Con riferimento alla figura precedente, il segnale di ingresso varia molto in ampiezza e ad esso sono sovrapposti forti impulsi di rumore: il tutto è applicato all'ingresso dello stadio limitatore di cui abbiamo detto. Le forti variazioni di segnale conducono all'interdizione ed alla saturazione: in tal modo sono eliminate le variazioni di ampiezza del segnale.

Come si vede in figura 33 Z, qualche effetto di amplificazione esiste per i segnali compresi tra il punto 1 e 2 ma dopo il punto 2 vi è saturazione e non c'è più variazione di ampiezza del segnale di uscita.

Valori più negativi del punto 1 si trovano oltre l'interdizione per cui non appaiono in uscita.

Per un corretto funzionamento del limitatore, il segnale di ingresso deve variare come minimo almeno tra i punti 1 e 2. Il segnale risultante di uscita è un segnale squadrato poiché i picchi positivi e negativi della sinusoide sono stati tagliati.

I brevi disturbi impulsivi che sono più lunghi della costante di tempo RC adottata nel circuito vengono eliminati. Le variazioni di ingresso più lunghe dovute alla evanescenza si trovano ripetute in uscita.

Per prevenire anche questo inconveniente si è ricorsi a volte all'uso, dopo il primo limitatore con breve costante di tempo, di un secondo limitatore con costante di tempo più lunga.

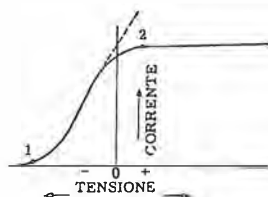


Fig. 33 Z - Il dispositivo attivo di limitazione viene polarizzato in maniera da interdirsi e saturarsi con facilità: di conseguenza, i segnali entranti che stanno tra « 1 » e « 2 » non possono avere ampiezza diversa.

La rivelazione

Abbiamo visto che lo stadio limitatore nei ricevitori a modulazione di frequenza ha come compito l'eliminazione di qualsiasi forma di modulazione di ampiezza attuando cioè la indispensabile condizione a che **il segnale che entra nello stadio rivelatore possieda un'ampiezza rigorosamente costante.**

Quanto sopra indipendentemente dalle variazioni di ampiezza che i segnali a modulazione di frequenza emessi dal trasmettitore subiscono durante il percorso per raggiungere il ricevitore e che sono dovute alle particolari condizioni di propagazione, nonché agli agenti esterni che determinano, come abbiamo visto, i vari disturbi.

Aggiungeremo, prima di affrontare lo studio dei circuiti rivelatori per modulazione di frequenza, che allorché i segnali ricevuti hanno una ampiezza inferiore a quella minima indispensabile, l'azione del limitatore viene meno in quanto lo stadio agisce nei loro confronti come un'amplificatore in classe A.

Per questo motivo, gli stadi che precedono il limitatore devono consentire un'amplificazione sufficiente per determinare un funzionamento soddisfacente di quest'ultimo nei confronti dei segnali in arrivo più deboli.

Premessi questi richiami sullo scopo dello stadio limitatore, occupiamoci ora dei circuiti di rivelazione per la modulazione di frequenza con qualche cenno inoltre ai circuiti della stereofonia via radio, essendo questa applicazione una prerogativa unica del sistema di emissione a modulazione di frequenza.

Esistono diversi tipi di stadi rivelatori per F.M.: ognuno di essi presenta, logicamente, vantaggi e inconvenienti propri.

I due tipi sino a qualche tempo fa più comuni sono stati il **discriminatore** — nelle sue due versioni e cioè « a doppio accordo » e « di fase » — ed il **rivelatore a rapporto**.

Esistono, inoltre, vari altri tipi di rivelatori fra i quali quelli ad **oscillatore bloccato** ed a **pendenza**, nonché quelli detti **a coincidenza**.

Quello a pendenza, sebbene poco usato, merita di essere menzionato per la sua semplicità. Risulta costituito da un normale rivelatore A.M., che viene fatto lavorare su un fianco della curva di risposta del canale di Media Frequenza.

In questo modo le variazioni di frequenza della portante sono convertite in variazioni d'ampiezza, sebbene non in maniera proporzionale (la curva di risposta dell'amplificatore a Media Frequenza ha un andamento a campana).

Il normale rivelatore A.M. demodula, a sua volta, il segnale convertito in una modulazione di ampiezza. Naturalmente, il rivelatore a pendenza ha un basso rendimento perché il tratto lineare della sua caratteristica di lavoro è tale solo per qualche decina di kHz contro i 200 ed oltre necessari.

Qualsiasi ricevitore A.M. è quindi in grado di riprodurre, in modo distorto, un segnale F.M., dissintonizzando leggermente il canale di trasmissione rispetto alla frequenza di accordo del rivelatore.

Il discriminatore

A doppio accordo

Il discriminatore è quel particolare dispositivo circuitale mediante il quale è possibile produrre una tensione continua proporzionale alla frequenza di un segnale applicato al suo ingresso.

La polarità della tensione prodotta dipenderà dall'essere la frequenza applicata superiore od inferiore a quella rispetto alla quale il discriminatore è stato accordato.

La curva di risposta di un circuito risonante sintonizzato (vedi **figura 34 Z**) mostra che i fianchi della curva tendono a stringersi man mano che il fattore di merito « Q » della bobina di induttanza viene aumentato.

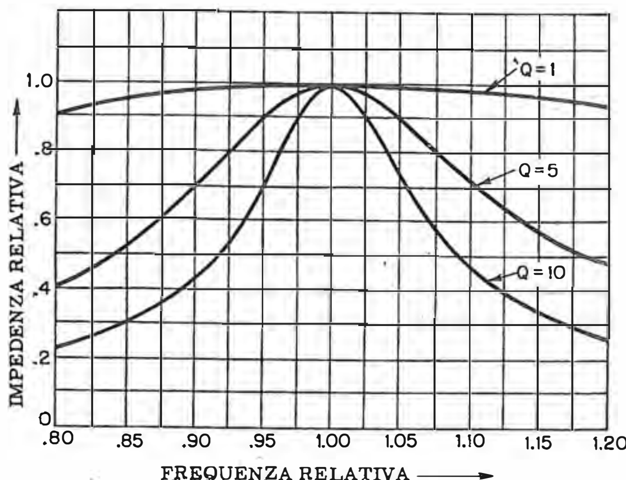


Fig. 34 Z - Un circuito risonante presenta una curva di risposta dipendente dal « Q » dell'induttanza. Con un « Q » più alto si hanno variazioni più pronunciate alla variazione di frequenza del segnale applicato: la curva è più selettiva.

Applicando al circuito sintonizzato un segnale a frequenza variabile, la tensione prodotta ai suoi capi dipenderà dalla relazione fra la frequenza relativa alla tensione applicata e la frequenza propria del circuito sintonizzato.

La tensione di uscita dipende inoltre dal « Q » in quanto esso definisce l'acutezza di risonanza per cui le frequenze maggiormente lontane dalla risonanza danno luogo a tensioni di uscita meno ampie.

Se la tensione alternata di segnale che esiste ai capi di un circuito risonante viene rettificata mediante un diodo, si ottiene una tensione continua proporzionale all'ampiezza della tensione di segnale applicata.

Se poi l'ampiezza della tensione di segnale varia proporzionalmente agli spostamenti della frequenza applicata rispetto alla frequenza reale di risonanza del circuito sintonizzato, allora la tensione continua di uscita subirà degli aumenti e delle diminuzioni.

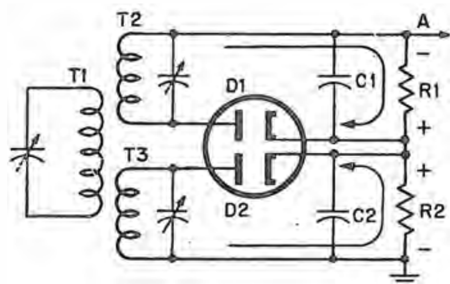


Fig. 35 Z - Circuito rivelatore di F.M., del tipo discriminatore a doppio accordo. Le tensioni indotte che si sviluppano ai capi di T2 e di T3 vengono rettificate da un proprio diodo (a vuoto o a semiconduttore) e danno luogo ad una tensione c.c. che dipende dalle variazioni di frequenza del segnale in arrivo rispetto alla frequenza d'accordo.

La **figura 35 Z** illustra lo schema di principio di un circuito discriminatore a doppio accordo che si compone dei circuiti accordati T1, T2 e T3, dei diodi rivelatori D1 e D2 e dei gruppi di filtro R1 C1 e R2 C2.

I due avvolgimenti secondari del trasformatore di ingresso, T2 e T3, sono sintonizzati in modo da risuonare su frequenze differenti: uno è accordato su una frequenza superiore a quella della portante e l'altro su una frequenza inferiore della medesima entità. Ciò dà luogo a tensioni di identico valore in corrispondenza della frequenza centrale, come è appunto illustrato dalla curva di responso in **figura 36 Z**.

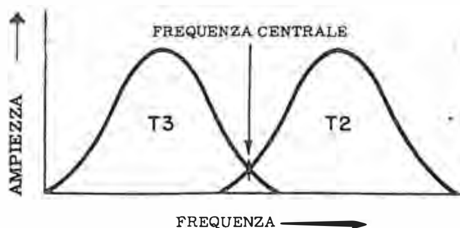


Fig. 36 Z - Le tensioni ai capi di T2 e T3 presentano pari ampiezza ma uno sfasamento di 180°; uno dei due secondari è accordato su frequenza più alta (e l'altro, su frequenza più bassa) della frequenza portante. In assenza di modulazione (frequenza centrale) l'uscita è praticamente nulla.

Allorché una tensione a radiofrequenza di ampiezza costante e di frequenza variabile viene applicata ai capi di T1, le tensioni indotte su T2 e T3 risultano sfasate di 180°, per cui sulle placche di D1 e D2 appariranno due tensioni continue di polarità alterna, la cui ampiezza aumenterà e diminuirà conseguentemente alle variazioni di frequenza del segnale di ingresso.

Si immagini, per esempio, che T2 sia accordato su una frequenza superiore rispetto alla frequenza centrale. Quando la tensione indotta si avvicina alla frequenza di accordo di T2, la sua ampiezza aumenta in senso positivo.

Se T3 è accordato su una frequenza inferiore rispetto alla frequenza centrale, quando la tensione indotta si avvicina alla frequenza di risonanza di T3 la sua ampiezza aumenta in senso negativo.

Quando la tensione indotta diventa positiva sulla placca di D1, una corrente fluisce nel circuito composto da D1, T2 ed R1, ed una tensione proporzionale alla variazione di frequenza appare ai capi di R1.

Quando la tensione indotta diviene positiva sulla placca di D2, fluisce una corrente nel circuito costituito da D2, T3 ed R2, mentre una tensione proporzionale alla variazione di frequenza di ingresso si manifesta ai capi di R2.

I condensatori C1 e C2 filtrano qualsiasi variazione di corrente alternata e consentono l'applicazione unicamente di una tensione continua ai capi delle resistenze di carico.

In base all'illustrato collegamento dei diodi rettificatori, le tensioni presenti ai capi delle resistenze di carico individuali sono di polarità reciprocamente opposta poiché i catodi dei diodi sono entrambi al medesimo potenziale.

Conseguentemente, la tensione totale presente fra la sommità di R1 e la massa dipende dal valore relativo delle tensioni ai capi di R1 ed R2.

Poiché la tensione presente ai capi delle resistenze di carico individuali dipende unicamente dalla frequenza del segnale applicato, quando detta frequenza sarà superiore a quella centrale di accordo, la tensione sviluppata dal diodo collegato sul circuito accordato sulla frequenza superiore a quella centrale, sarà di ampiezza maggiore di quella sviluppata ai capi dell'altro circuito accordato.

Similmente, se la frequenza applicata è inferiore alla frequenza centrale di accordo, il diodo collegato al circuito accordato a frequenza bassa dà luogo ad una tensione superiore ai capi della propria resistenza di carico.

Se invece, la frequenza del segnale applicato possiede il medesimo valore della frequenza centrale di accordo, la tensione sviluppata ai capi delle due resistenze di carico sarà eguale, onde la tensione totale di uscita sarà zero.

Vediamo ora, più in dettaglio, il funzionamento del circuito.

Quando la frequenza applicata all'ingresso del circuito discriminatore è maggiore rispetto alla frequenza centrale di accordo, una tensione maggiore viene sviluppata ai capi di T2, una tensione continua di più grande ampiezza appare, come si è detto, ai capi di R1 ed il punto « A » (figura 35 Z) diventa maggiormente negativo.

Se la frequenza della portante del segnale applicato all'ingresso corrisponde alla frequenza di

accordo, la tensione nel punto « A », nei confronti della massa, si è detto, diviene pari a zero.

Quando invece la frequenza si sposta più in basso rispetto al centro di accordo, la tensione prodotta ai capi di T3 sarà superiore a quella prodotta ai capi di T2, onde una maggiore tensione continua apparirà ai capi di R2, rendendo il punto « A » positivo rispetto a massa.

Concludendo, quando la frequenza del segnale applicato si sposta da sotto a sopra il valore della frequenza centrale, la tensione nel punto « A » passa successivamente da un valore positivo, attraverso un valore zero, ad un valore negativo.

Questo comportamento è posto graficamente in evidenza dalla curva della tensione di uscita rispetto alla frequenza riprodotta nella **figura 37 Z.**

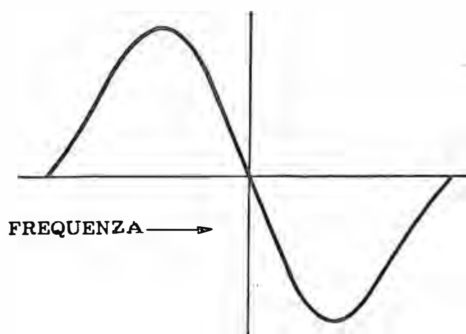


Fig. 37 Z - La tensione disponibile ai capi dell'assieme discriminatore dipende dalla frequenza in arrivo e varia, rispetto ad essa, in ampiezza e polarità secondo l'andamento di cui alla curva caratteristica qui riprodotta.

L'andamento della tensione presente ai capi delle singole resistenze è illustrato invece in **figura 38 Z.**

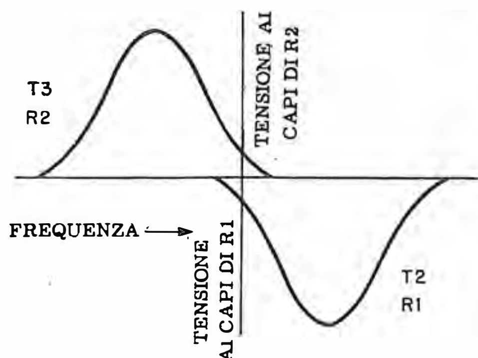


Fig. 38 Z - La curva vista nella figura precedente è la risultante della tensione che si sviluppa (al mutare della frequenza) ai capi delle singole resistenze di carico dei diodi (R1 ed R2 di figura 35 Z). Stante lo sfasamento e l'opposta polarità si crea la caratteristica « S ».

In **figura 39 Z** è tracciata la caratteristica di trasferimento del circuito discriminatore in funzione della variazione di frequenza e dell'ampiezza della tensione B.F. d'uscita.

Allorché la frequenza del segnale di ingresso varia, ciascuna deviazione di frequenza è tradotta in una variazione effettiva di ampiezza della tensione sull'uscita del discriminatore.

Quando la deviazione di frequenza raggiunge il suo valore di picco su ciascun lato della frequenza centrale, anche la tensione di B.F. raggiunge un massimo di ampiezza.

Variazioni della cadenza di ripetizione della deviazione di frequenza producono variazioni

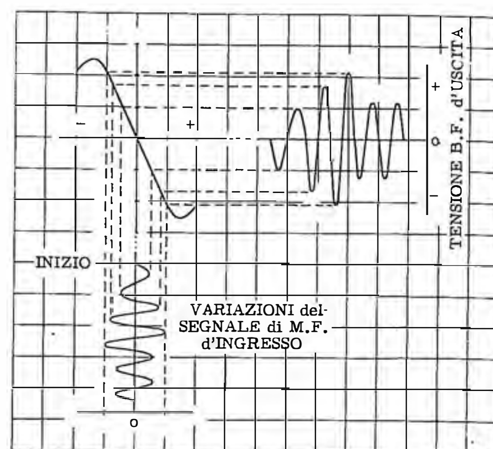


Fig. 39 Z - La caratteristica di trasferimento dimostra come alle variazioni di frequenza del segnale modulato in frequenza in arrivo (disponibile dopo l'ultimo stadio di Media F.) corrispondano analoghe variazioni (e cioè, la modulazione) in Bassa Frequenza (tensione totale rettificata).

della cadenza della tensione di Bassa Frequenza e ciò equivale a variare la frequenza del segnale di B.F.

Il circuito discriminatore a doppio accordo non è stato mai molto usato nei ricevitori F.M. perché i suoi tre circuiti accordati sono di laborioso allineamento ed il progetto del trasformatore discriminatore diventa difficile.

Di fase

Il discriminatore di fase è stato uno dei rivelatori F.M. maggiormente usati.

Il principale vantaggio del discriminatore di fase sul discriminatore a doppio accordo è la sua semplicità di allineamento. Poiché il discriminatore non produce alcuna sua propria reiezione sull'eventuale modulazione o variazione di ampiezza del segnale in arrivo, esso è sempre preceduto da uno stadio limitatore.

L'induttanza secondaria del trasformatore discriminatore è, di solito, più bassa di quella primaria onde produrre una riduzione dell'alta impedenza del limitatore in modo da attuare un adattamento del segnale con la bassa impedenza dei diodi.

Pertanto, il trasformatore per un discriminatore di fase differisce alquanto da quelli usati per gli stadi di Media Frequenza.

I diodi presentano una impedenza bassa al carico, e poiché i diodi passano da momenti di conduzione a momenti di interdizione durante le diverse parti del ciclo, il carico effettivo presentato al circuito accordato varia anch'esso drasticamente.

Le seguenti considerazioni sono dedicate ad una analisi sommaria sul funzionamento di un circuito discriminatore di fase di tipo generico e successivamente alle lievi varianti che esso subisce quando viene adottato quale stadio rivelatore nei radioricevitori per Modulazione di Frequenza.

La **figura 40 Z** illustra il circuito di principio del discriminatore di fase.

Il discriminatore deve essere preceduto da uno o più stadi di limitazione, in quanto esso è sensibile, come si è detto, oltre che alle varia-

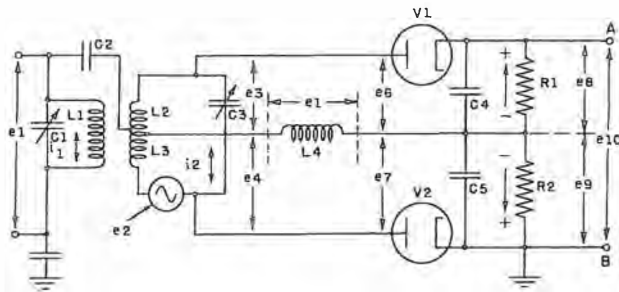
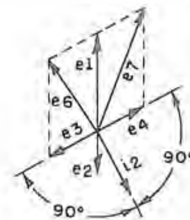
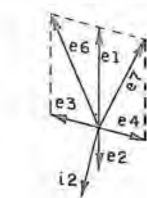


Fig. 40 Z - Circuito rivelatore di F.M. del tipo discriminatore di fase (Foster-Seeley). È più semplice, costruttivamente, del discriminatore a doppio accordo; presenta però l'inconveniente di essere sensibile anche alle variazioni d'ampiezza per cui deve essere sempre preceduto da un limitatore.



Situazione tipica per frequenze inferiori alla frequenza centrale. La tensione e_7 (e di conseguenza e_9) risulta maggiore di e_6 (e, quindi, di e_8). Il punto A diventa negativo.



Situazione tipica per frequenze superiori alla frequenza centrale. La tensione e_6 è superiore ad e_7 e, conseguentemente (figura 40 Z), e_8 è maggiore di e_9: il punto A diventa positivo.

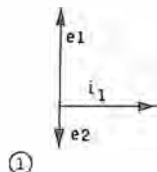
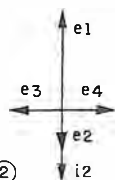
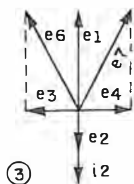


Fig. 41 Z - Rispetto alla tensione d'ingresso (e_1), la corrente i_1 è in ritardo di 90° e la tensione indotta (e_2) è sfasata di 180° come si può osservare su questo diagramma vettoriale.



Per un segnale in arrivo con frequenza fissa, si vede che i_2 è in fase con e_2. Le tensioni secondarie relative ad L_2 ed L_3 (e cioè e_3 ed e_4) sono in opposizione di fase tra loro.



Sempre per un segnale a frequenza costante si rileva che la tensione d'uscita (e_{10} in figura 40 Z) è zero, essendo essa la somma algebrica di e_8 ed e_9 che (e_6 ed e_7 eguali) sono in direzioni opposte.

zioni di frequenza anche a quelle di ampiezza, e queste ultime non interessano.

Il suo compito è sostanzialmente quello di determinare una tensione d'uscita e_{10} che varia in ampiezza seguendo le variazioni di frequenza del segnale in arrivo, e_1.

Le eventuali variazioni di ampiezza, ripetiamo, devono essere eliminate in precedenza.

La tensione di ingresso, e_1, è applicata ai capi del circuito sintonizzato di ingresso.

La corrente i_1 è in ritardo di 90° rispetto ad e_1.

La tensione indotta, e_2, è sfasata di 180° rispetto ad e_1, come è illustrato nella **figura 41 Z**.

L'induttanza L_4 è collegata in parallelo al circuito sintonizzato di ingresso attraverso C_2 e C_5, e poiché la reattanza di questi condensatori è trascurabile nei confronti della frequenza di risonanza, e_1 risulta applicata interamente ai capi di L_4.

Supponiamo per ora che il segnale in arrivo abbia una frequenza costante.

In tal caso la corrente indotta i_2 è in fase con e_2 come illustrato alle sezioni (2) e (3) della figura 41 Z.

Le tensioni e_3 ed e_4 sono dovute alle cadute induttive ai capi di L_2 ed L_3, e sono quindi in opposizione di fase.

Osservando la figura 40 Z e la sezione (3) della figura 41 Z, si può notare che e_6, ossia la tensione applicata al diodo rivelatore V1, è la somma vettoriale di e_1 ed e_3, e che e_7, ossia la tensione applicata all'altro diodo rivelatore V2, è la somma vettoriale di e_1 ed e_4.

Nella sezione (3) di figura 41 Z, e_6 ed e_7 sono eguali in quanto la frequenza del segnale in arrivo è costante. Ne deriva che e_8 ed e_9 sono di ampiezza eguale ed opposta: quindi e_{10} che equivale alla somma algebrica di e_8 ed e_9 è pari a zero in questo caso (frequenza fissa).

Per le frequenze **inferiori** alla portante, i_2 è in anticipo rispetto ad e_2 in quanto X_{C3} è maggiore di $X_{L2} + X_{L3}$: in questo caso e_3 ed e_4 sono ancora in opposizione di fase, ma ognuna di esse è sfasata di 90° rispetto a i_2; è chiaro che e_7 è maggiore di e_6, e che e_9 è maggiore di e_8.

Da ciò consegue che il punto « A » diventa negativo rispetto a massa determinando una tensione di uscita negativa.

Se la frequenza del segnale in arrivo è **superiore** a quella della portante non modulata, avviene il contrario, per cui il punto « A » viene invece ad avere un potenziale positivo rispetto a massa.

È ovvio che ogni variazione di frequenza del segnale d'ingresso si traduce in una variazione di polarità e di ampiezza della tensione di uscita, la quale costituisce il segnale di Bassa Frequenza che si desidera ottenere.

La **figura 42 Z** riproduce un circuito di discriminatore impiegante semiconduttori: è molto evidente l'analogia con quello di figura 40 Z.

Il rivelatore a rapporto

Lo scopo fondamentale di un discriminatore, abbiamo visto, è di rettificare due tensioni la cui ampiezza dipende direttamente dalla frequenza.

Queste tensioni rettificate sono successivamente combinate in modo che nessun segnale di uscita B.F. appaia in corrispondenza della frequenza centrale dell'amplificatore di Media F.

Una tensione differenza proporzionale alla differenza di frequenza dei due segnali di Media Frequenza applicati è prodotta invece allorché il segnale di Media F. si trova al disopra o al disotto della frequenza centrale.

Questo rivelatore è insensibile alle variazioni di ampiezza della frequenza centrale, ma variazioni di ampiezza al di fuori della frequenza centrale possono variare l'ampiezza del segnale di B.F. rivelato. Pertanto, si sa, che quando si usa un discriminatore, occorre farlo precedere da un limitatore, ciò che aumenta il numero dei circuiti e dei componenti richiesti.

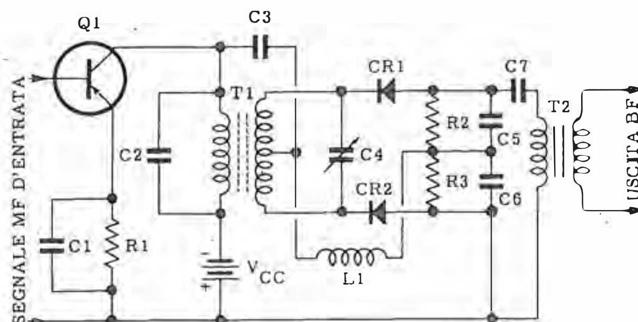


Fig. 42 Z - I diodi impiegati attualmente per la rivelazione sono del tipo a semiconduttore. L'uscita di Bassa F. qui è prelevata a mezzo trasformatore (T_2) tra il capo in alto di C_5 e quello in basso di C_6.

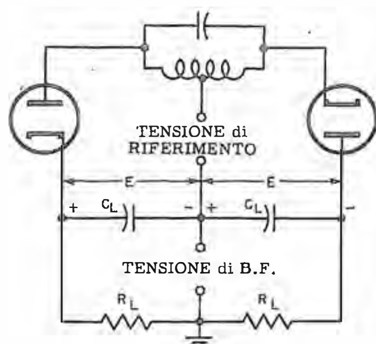


Fig. 43 Z - Circuito fondamentale di rivelatore a rapporto. I diodi sono connessi in serie rispetto al circuito sintonizzato e le loro tensioni d'uscita si sommano, invece di sottrarsi come avviene col discriminatore; i condensatori C_L mantengono costante la tensione.

Questo inconveniente può essere superato grazie all'uso di un circuito rivelatore detto a rapporto il quale scinde le tensioni rettificate in modo tale che il loro rapporto sia direttamente proporzionale al rapporto dei segnali di Media F. applicati, varianti in frequenza.

Quando la somma delle tensioni rettificate provenienti dal trasformatore è mantenuta ad un livello costante, anche il rapporto tra tali tensioni rimane costante, ed anche le tensioni individuali rimangono costanti.

L'uscita è quindi indipendente dalle variazioni di ampiezza del segnale e non è quindi richiesto alcun limitatore.

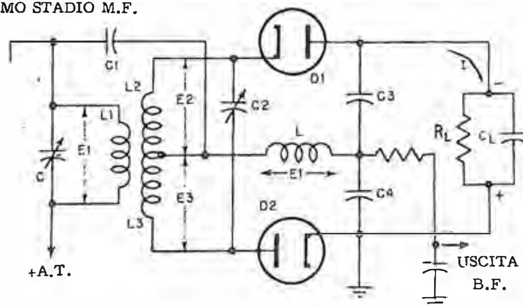


Fig. 44 Z - Il condensatore C_L si carica per effetto di E_2 più E_3: la costante di tempo è lunga e perciò la tensione resta stabile. La tensione tra presa centrale (C_3 con C_4) e massa varia col variare della frequenza e riproduce l'andamento della Bassa Frequenza.

Il circuito del rivelatore a rapporto (**figura 43 Z**) mostra che ambedue i diodi sono collegati in modo che le loro uscite si sommino anziché sottrarsi come avviene nel discriminatore.

I condensatori C_L ai capi delle resistenze di carico hanno capacità elevata e sono caricati dalle tensioni di uscita dei rettificatori.

Ciò serve a mantenere costante la tensione totale ai capi del carico durante il periodo pari alla costante di tempo R_LC_L poiché un condensatore di forte capacità ai capi dei carichi combinati mantiene un'ampiezza media di segnale che è regolata automaticamente al livello di funzionamento richiesto.

L'uscita rettificata non deve variare a frequenza acustica, e la costante di tempo del condensatore e delle resistenze di carico deve essere abbastanza elevata da smorzare queste variazioni.

Questa costante di tempo è circa pari a 2/10 di secondo.

Il circuito base di comparazione della fase ed il relativo diagramma vettoriale sono eguali a quelli del discriminatore.

In una versione pratica del circuito rivelatore a rapporto (**figura 44 Z**) le tensioni E1, E2 ed E3 sono ottenute nel medesimo modo che nel discriminatore di fase modificato.

Pertanto, la tensione applicata ai diodi è la stessa. I diodi sono collegati in serie e la corrente attraverso la resistenza di carico R_L circola sempre nella medesima direzione.

Conseguentemente R_L acquista la polarità indicata quando la corrente circola dalla placca di D1 al catodo di D2.

Quando un segnale non modulato è applicato al primario del trasformatore, tensioni eguali ed opposte E2 ed E3 sono sviluppate ai capi del secondario in confronto alla presa centrale.

Queste tensioni sono rettificate dai diodi e la tensione di uscita ai capi della resistenza di carico è eguale alla loro somma, cioè E2 più E3, e il condensatore C_L è caricato a questa tensione costante.

La costante di tempo di R_L e C_L è lunga, come si è premesso, in confronto alla più bassa frequenza udibile.

Poiché la tensione ai capi di C_L è costante, la somma delle tensioni ai capi di C3 e C4 rimarrà anch'essa fissa.

Quando la portante si sposta per effetto della modulazione, naturalmente le tensioni ai capi di C3 e C4 variano, ma la loro somma rimane eguale all'ampiezza della carica su C_L.

Quando la frequenza diminuisce, C4 acquista una carica maggiore di C3; quando la frequenza aumenta, C4 cede carica a C3; pertanto la tensione presente tra la presa centrale dei due condensatori e la massa varierà come il rapporto delle tensioni ai capi di C3 e C4, ed il valore del rapporto sarà dipendente dal valore della frequenza istantanea.

Una tensione variabile la cui ampiezza dipenda dalla deviazione della portante può quindi essere ottenuta all'uscita di B.F.

Man mano che la cadenza delle variazioni aumenta con la deviazione di frequenza, la tensione sulla presa centrale dei condensatori varia di frequenza originando una B.F. più elevata.

Ogni variazione di ampiezza del segnale di ingresso ai trasformatori, indipendentemente dalla posizione della portante lungo la sua escursione, tenderà a variare la tensione ai capi di C3 e C4.

La tensione ai capi della rete RC naturalmente non potrà cambiare in maniera così rapida da seguire le variazioni della modulazione di ampiezza ed il rapporto di tensioni ai capi di C3 e C4 non potrà variare apprezzabilmente così da rappresentare l'inconveniente di un segnale di uscita B.F. conseguente.

Prestazioni

La tensione rettificata ai capi del circuito di carico del rivelatore a rapporto si autoregola in base all'ampiezza del segnale di ingresso, e non esiste alcun livello minimo in cui le variazioni

di ampiezza possano apparire in uscita.

Indipendentemente dall'intensità del segnale, le variazioni di ampiezza sono eliminate in modo completo dalla carica costante del condensatore.

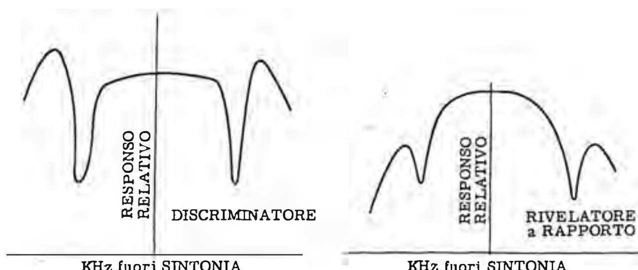


Fig. 45 Z - La curva di sintonizzazione di un discriminatore presenta un andamento ai lati assai più pronunciato che non quello che si verifica col rivelatore a rapporto; tuttavia il circuito di carico di quest'ultimo elimina il possibile effetto negativo.

Naturalmente, se ci si sintonizza contemporaneamente su un segnale più forte, la carica sul condensatore aumenta e la tensione totale ai capi di C3 e C4 aumenta. Conseguentemente, i rivelatori a rapporto producono una tensione d'uscita la cui ampiezza è proporzionale all'**intensità media** del segnale ricevuto.

I rivelatori a rapporto possono funzionare bene con soli 100 millivolt di tensione di ingresso, che è alquanto meno di quanto necessario

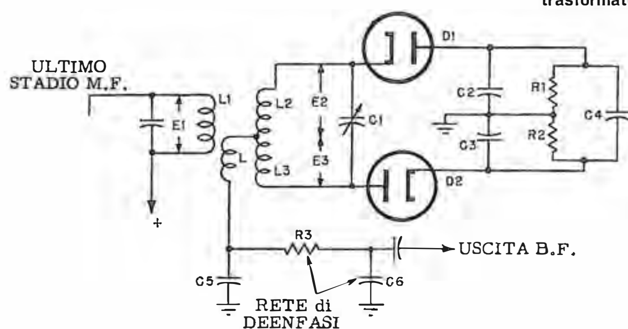


Fig. 46 Z - Rivelatore a rapporto modificato con la presenza di L per disporre di una sorgente della tensione di riferimento a bassa impedenza. La costruzione del trasformatore risulta meno critica.

per ottenere la saturazione di un limitatore, per cui è richiesto un minor guadagno negli stadi amplificatori di Media F. Un ricevitore così equipaggiato è anche abbastanza silenzioso in assenza di segnale di ingresso, poiché il rumore elettronico non viene amplificato un gran ché.

Come illustrato dalle curve di **figura 45 Z**, la caratteristica di sintonia di un rivelatore a rapporto presenta risposte laterali assai meno pro-

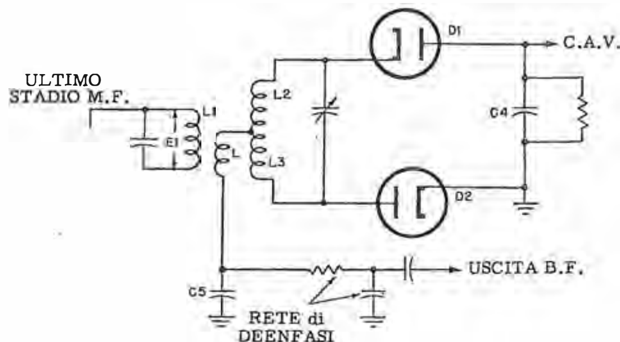


Fig. 47 Z - Quest'altra modifica vede l'eliminazione dei condensatori di rapporto: la corrente a Media F. passa attraverso C_4 e la tensione del terziario L è applicata ad entrambi i diodi per costituire una tensione di riferimento.

nunciate di quelle di un discriminatore perché tali risposte laterali contengono una più alta percentuale di modulazione d'ampiezza residua, che però viene cancellata nel circuito di carico.

Gli svantaggi principali del rivelatore a rapporto sono la sua grande sensibilità ai rumori impulsivi ed alla evanescenza, una maggiore difficoltà di allineamento, ed un più complicato progetto e costruzione del trasformatore.

Varianti

La **figura 46 Z** mostra una variante circuitale del rivelatore a rapporto.

Tale modifica consente una più semplice realizzazione del trasformatore. Essa consiste nell'aggiunta di un terzo avvolgimento L da cui è derivata la tensione di riferimento ed il segnale di uscita B.F.

Questo terzo avvolgimento è di poche spire, strettamente accoppiate alla parte terminale inferiore del primario. Esso è essenzialmente una sorgente di segnale a bassa impedenza, non essendo accordato, e la tensione in esso indotta dal primario è sfasata di 180° rispetto ad E1.

Le tensioni E2 ed E3 sono ciascuna 90° fuori fase rispetto ad E1, e del medesimo ammontare sono sfasate rispetto alla tensione di riferimento che appare ai capi di L.

Il condensatore C5 offre una fuga alla frequenza intermedia e mette a massa L per questa frequenza.

I condensatori C2 e C3 funzionano come capacità di rapporto, nel modo già visto.

La corrente del circuito a diodi scorre attraverso L e C5 ed è nulla quando la corrente nei diodi è eguale perché le correnti circolano attraverso L e C5 in direzioni opposte quando la portante si trova alla frequenza di risonanza del secondario.

Quando la frequenza si sposta, le correnti nei diodi si sbilanciano e producono un segnale di uscita di B.F. ai capi di C5, in quanto tale condensatore presenta una reattanza elevata alle basse frequenze.

Questa modifica aggira la difficoltà di una sorgente a bassa impedenza per la frequenza di riferimento E1. Allo stesso tempo, poiché permette l'uso di un primario ad alta impedenza come circuito di carico dell'ultimo stadio ampli-

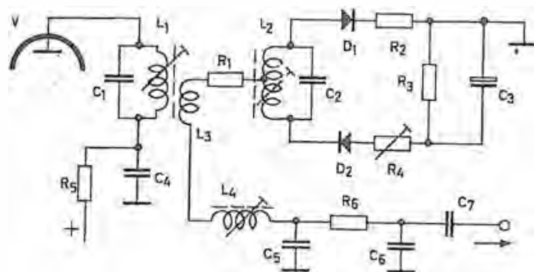


Fig. 48 Z - Quando si impiegano diodi a semiconduttore occorre che gli stessi presentino caratteristiche (tolleranze) molto simili tra loro: spesso sono forniti appaiati. Creando con R_2 ed R_4 una certa tensione del residuo di modulazione d'ampiezza si può, regolando R_2, trovare il punto di riduzione massima.

ficatore di Media F., consente un elevato guadagno di Media Frequenza.

Il rivelatore a rapporto illustrato nello schema

di **figura 47 Z** non ha condensatori di rapporto ed il catodo del diodo inferiore è collegato a massa.

La tensione ai capi del terzo avvolgimento è applicata ad ambedue i diodi onde produrre una tensione di riferimento.

La corrente del segnale di Media F. passa adesso attraverso il condensatore C4 di grande capacità il quale, avendo bassa reattanza, non ne impedisce la circolazione.

Il funzionamento di questo circuito è simile alla versione illustrata nella precedente figura.

In **figura 48 Z** il circuito corrispondente con l'impiego di semiconduttori.

Il rivelatore a pendenza

Un « rivelatore a pendenza » (« slope detector ») converte le variazioni di frequenza della portante in variazioni di ampiezza; queste ultime possono perciò essere rivelate con un comune rivelatore a diodo (o a transistore) per modulazione di ampiezza.

La **figura 49 Z** mostra lo schema di principio di un rivelatore a pendenza e le forme d'onda in tre diversi punti del circuito.

Il segnale di Media F., modulato in frequenza, viene applicato al rivelatore a pendenza Q1: l'uscita di quest'ultimo (un segnale che presenta contemporaneamente variazioni di ampiezza e di frequenza) è avviata al diodo rivelatore CR1; all'uscita di quest'ultimo è quindi presente un segnale di Bassa F. equivalente alle deviazioni di frequenza del segnale di Media F. originale.

Vediamo ora il funzionamento del circuito. Per mezzo del trasformatore T1 il segnale a Media F. giunge nel circuito di base del transistore; il circuito risonante, formato dall'induttanza L1 e dal condensatore C2 (sintonizzato lateralmente rispetto alla frequenza della portante), fornisce un segnale di notevole ampiezza quando la deviazione di frequenza è quasi nulla (frequenza ricevuta di valore prossimo a quello di risonanza).

Mano a mano che la deviazione di frequenza del segnale Media F. è tale che la frequenza del segnale diventa minore della frequenza di risonanza del circuito accordato, ai capi di questo si sviluppa una tensione minore.

Se un forte segnale a Media F. si aggiunge alla tensione di polarizzazione presente ai capi della resistenza R1 ne risulta un aumento della tensione di polarizzazione fra emettitore e base; per contro, un segnale di Media F. di piccola intensità diminuisce la polarizzazione della giunzione emettitore - base.

In altre parole: la tensione di polarizzazione fra emettitore e base aumenta e diminuisce contemporaneamente alle diminuzioni ed agli aumenti di frequenza del segnale di Media F.

Poiché la polarizzazione del rivelatore a pendenza Q1 varia con la stessa legge con cui varia la frequenza della portante è ovvio che con la medesima legge varierà anche l'amplificatore del transistore, per cui all'uscita del rivelatore a pendenza si disporrà di un segnale di Media F. del quale variano contemporaneamente l'ampiezza e la frequenza.

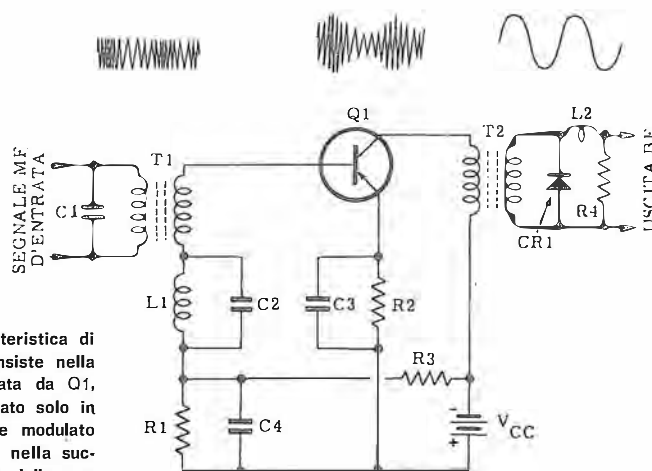


Fig. 49 Z - La caratteristica di questo rivelatore consiste nella trasformazione, operata da Q1, di un segnale modulato solo in frequenza in segnale modulato anche in ampiezza e nella successiva rettificazione della modulazione di ampiezza col metodo classico del diodo rivelatore che mette a disposizione il contenuto informativo.

Questo segnale rivelato dal diodo CR1, filtrato dall'induttanza L2, si presenta ai capi della resistenza R4: da qui verrà prelevato il segnale di Bassa Frequenza che piloterà il relativo amplificatore.

Il condensatore C1 ed il primario del trasformatore T1 costituiscono un circuito accordato che risuona in parallelo in corrispondenza della Media Frequenza: il segnale viene trasferito dal trasformatore al circuito di base del rivelatore a pendenza Q1.

Il condensatore C2 e l'induttanza L1 costituiscono un circuito risonante che viene accordato ad una frequenza leggermente più alta di quella corrispondente alla massima deviazione della portante a Media F.

La resistenza R1 è la resistenza che dà la polarizzazione alla giunzione base-emettitore, mentre R3 è una resistenza di caduta.

La resistenza R2 serve per la compensazione termica della corrente di emettitore, ed il condensatore C3 serve per fugare a massa il segnale di Media F. Il trasformatore T2 accoppia i due rivelatori (Q1 a CR1); R4 è la resistenza di carico del diodo, mentre la bobina L1 agisce come si è detto, quale filtro.

Gli integrati in F.M.

Occupandoci dei circuiti integrati abbiamo già visto (pagina 20 w) come gli stessi abbiano già conquistato — logicamente — un'importanza preponderante nell'attuale progettazione dei ricevitori radio. Abbiamo citato, in proposito, il TDA 1200, il μ 720, LM 1820, CA 3123 E, il TCA 440 ed il TBA 651, oltre, ben inteso, i numerosi tipi idonei all'amplificazione finale (in Bassa Frequenza) del segnale.

Per il campo specifico della Modulazione di Frequenza l'integrato è stato elaborato in maniera da incorporare quante più possibili funzioni e — naturalmente — soddisfarle in maniera più completa ed elaborata di quanto non si possa fare con i componenti discreti.

Un integrato per l'applicazione in ricezione F.M. recherà in sé, in primo luogo, diversi stadi di amplificazione in Media Frequenza che saranno seguiti da un'opportuna « limitazione »; si includono inoltre filtri attivi e, logicamente, un rivelatore. A quest'ultimo fa seguito spesso un certo grado di amplificazione in Bassa Frequenza, amplificazione che, in alcuni tipi arriva a conglobare anche il finale di potenza.

L'amplificazione di Bassa F. usufruisce sempre di un controllo di volume del tipo detto in corrente continua, nel senso che l'azione del potenziometro esterno destinato a questo compito, si verifica non già su circuiti e conduttori percorsi dal segnale, ma unicamente in punti di controllo di tensioni continue di polarizzazione. Ne consegue un assai meno critico collocamento del potenziometro all'interno dell'apparecchio non essendo più sensibili all'induzione i suoi fili di collegamento; non vi è più la necessità di schermarli.

Come di norma, l'integrato prevede in sé una sezione di stabilizzazione per le tensioni di alimentazione interne.

Per quanto riguarda la rivelazione i costruttori, tra i vari tipi di rivelatori possibili (Foster-Seeley, a rapporto, a conteggio di impulsi, a coincidenza, a rivelazione di picco), hanno dato la preferenza a questi ultimi due.

Rivelatore a coincidenza

Tra le sue prerogative questo tipo di rivelatore elenca semplicità circuitale e realizzativa (esterna), ridotto numero di componenti (esterni) e facilità di messa a punto. Un circuito semplificato è visibile in **figura 50 Z.**

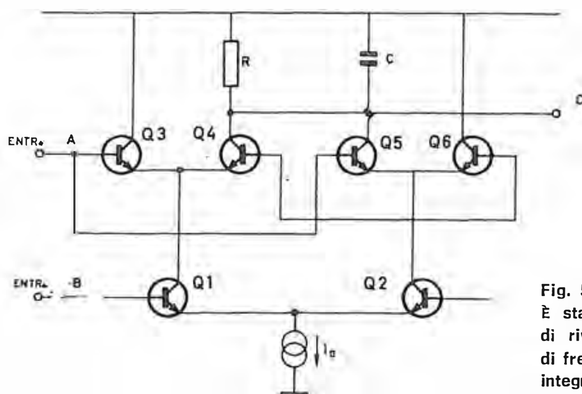


Fig. 50 Z - Rivelatore a coincidenza. È stato uno dei primi tipi di rivelatore per modulazione di frequenza incorporato nei circuiti integrati. Tra questi ultimi, il TBA 261 ed il TAA 661 studiati per il settore audio della televisione che adotta appunto il sistema a modulazione di frequenza.

Sostanzialmente si tratta di un moltiplicatore bilanciato che presenta due entrate (A e B) ed un'uscita singola (C); quest'ultima, se connessa ad una rete esterna a fase adeguata consente la rivelazione dei segnali F.M.

Il termine « coincidenza » attribuito a questo tipo di rivelatore deriva dal fatto che, se l'entrata A e quella B ricevono due segnali ad onda quadra della stessa frequenza « f », ma sfasati tra loro di un angolo φ, come si vede in (a) ed in (b) della **figura 51 Z**, una corrente alternata di frequenza 2f (e di valore I_o) passerà attraverso la resistenza R solo in quegli intervalli di tempo in cui le basi dei transistori Q1, Q3 e Q5 si trovano (coincidono) pilotate in un'opposizione di fase: figura 51 Z in (c).

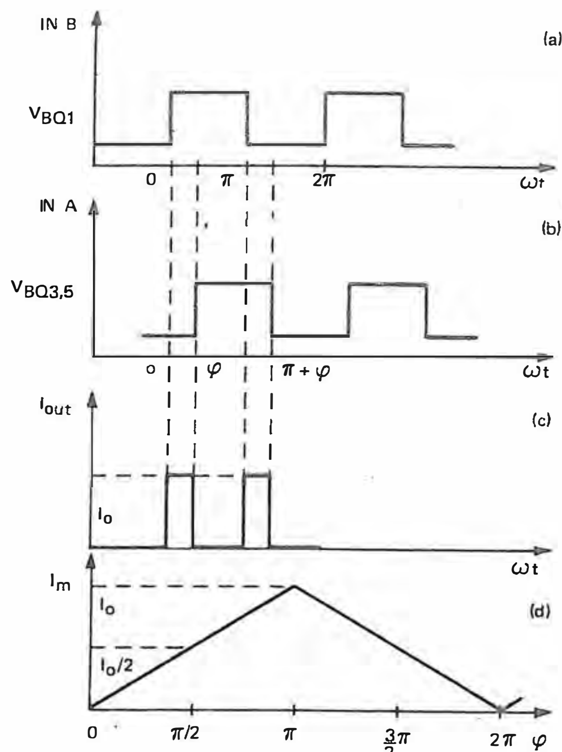


Fig. 51 Z - Forme d'onda nel rivelatore a coincidenza. Per rendere più evidenti le posizioni reciproche di fase si è impiegata nel disegno l'onda quadra. In (a) la tensione d'entrata di B della figura 50 Z, ed in (b) l'entrata A del dispositivo. In (c) la corrente d'uscita. Il valore medio della corrente è proporzionale — vedi in (d) — all'angolo di fase.

Il valore medio (I_m) della corrente alternata passante attraverso la resistenza R è perciò proporzionale all'angolo di fase φ (figura 51 Z in d).

Per ogni variazione nell'angolo di fase $\Delta\varphi$ vi è una variazione corrispondente nella corrente media ΔI_m. Se viene fatto sì che la fase dei segnali alle due entrate sia proporzionale alla frequenza, la tensione d'uscita varia col segnale modulante ed il risultato della rivelazione F.M. è acquisito.

Per $\Delta f = 0$, la tensione d'uscita sarà una corrente continua.

Visto quanto sopra si comprende che un rivelatore a coincidenza richiede uno stadio moltiplicatore, una rete di fase con un angolo di fase proporzionale alla frequenza f, ed un circuito integratore per dare il valore medio della corrente d'uscita alla frequenza 2f.

In pratica la rete di fase è formata da un quadripolo LCR (**figura 52 Z**) sintonizzato sulla frequenza di lavoro, che dà una fase di 90° per detta frequenza ed una fase proporzionale alla

deviazione di frequenza quando la frequenza nominale si sposta in rispondenza della modulazione di frequenza (**figura 53 Z**).

Il quadripolo è connesso tra l'entrata **A** del circuito moltiplicatore dell'integrato ed un'uscita della sezione amplificatore-limitatore. L'altra uscita di questa sezione è collegata internamente all'entrata **B** del circuito moltiplicatore.

Il circuito di integrazione si ottiene ponendo una capacità del dovuto valore in parallelo alla resistenza R: ciò porta anche alla formazione del circuito di deenfasi con la costante di tempo di 50 μs richiesta per la fedele riproduzione del segnale modulante.

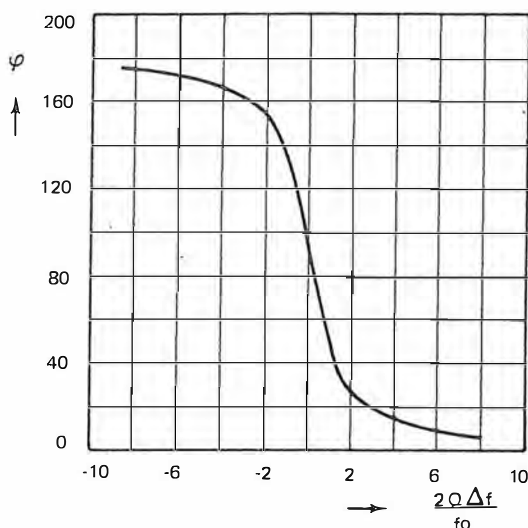


Fig. 53 Z - Relazione tra la fase (ordinate, in gradi) e la frequenza, relativa alla rete di sfasamento di cui alla figura precedente. Più la restituzione di fase è lineare, minore è la distorsione dell'uscita audio. Rendendo L regolabile si può accordare facilmente il circuito della fase in modo da collocare il funzionamento nel tratto rettilineo.

Rivelatore di picco

Un altro tipo di rivelatore F.M. adottato di recente negli integrati è quello detto di picco. Esso offre, ovviamente, le necessarie caratteristiche di semplicità del circuito sfasatore già viste per il tipo a coincidenza, bassa distorsione e, soprattutto, assenza di irradiazione; quest'ultima prerogativa lo differenzia vantaggiosamente dal modello a coincidenza.

Le armoniche che compongono un'onda quadra (tipiche di un discriminatore a coincidenza) possono essere irradiate e rientrare nelle altre sezioni del ricevitore causando interferenze: se questo è un televisore possono essere particolarmente fastidiose. Il rivelatore di picco che è presente negli integrati (ad esempio nel TDA 1190) è completamente estraneo a tali problemi in quanto lavora con onda quasi sinusoidale, e in quanto sopprime le componenti estranee di segnale Media Frequenza prima che esse possano interessare l'ingresso del moltiplicatore.

La **figura 54 Z** riproduce quella parte dello schema elettrico dell'integrato che costituisce appunto il rivelatore F.M.

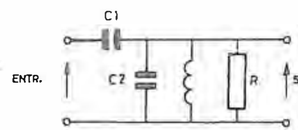


Fig. 52 Z - Rete per lo spostamento di fase necessario alla formazione della tensione d'uscita. Per frequenze di 5,5 MHz e 10,7 MHz (valori di M. Frequenza classici in TV e ricezione radio) i valori di R possono essere di 18 kΩ e 4,7 kΩ rispettivamente. C_1 e C_2 = 18 e 100 pF.

La **figura 55 Z** riporta inoltre, la curva di sfasamento, curva che determina, con la sua pendenza, la sua linearità e la separazione tra picco e picco, i risultati della rivelazione; essa è strettamente legata alle caratteristiche della rete di sfasamento LC connessa all'integrato. Questa rete — come si può osservare — è simile a quella necessaria al rivelatore a coincidenza ed in definitiva, da quanto testé accennato, è determinante per il tasso di distorsione e per l'amplificazione del segnale audio uscente.

Il rivelatore, nell'integrato citato è preceduto da un'azione adeguata di limitazione a sua volta preceduta, ovviamente, dall'amplificazione in Media Frequenza. Trattandosi non più di componenti discreti ma di circuiti integrati si è in presenza di un impiego dovizioso di elementi attivi di amplificazione: vi sono addirittura sei stadi differenziali, accoppiati tra loro con collegamento diretto.

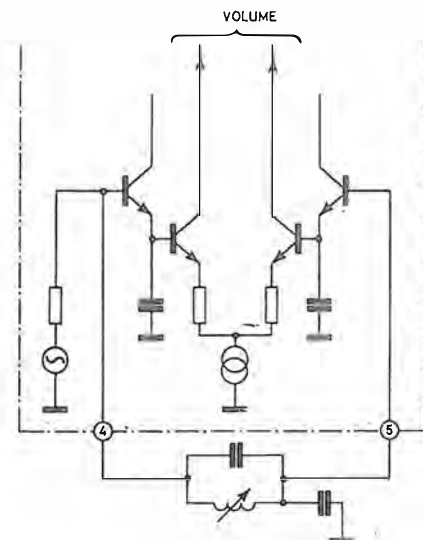


Fig. 54 Z - Schema elettrico di un rivelatore di picco. Si noti la semplicità della rete di sfasamento (tra i piedini 4 e 5). I due collettori di cui all'indicazione VOLUME sono connessi, all'interno, ad un dispositivo di controllo di amplificazione B.F. che agisce per semplice variazione di corrente continua.

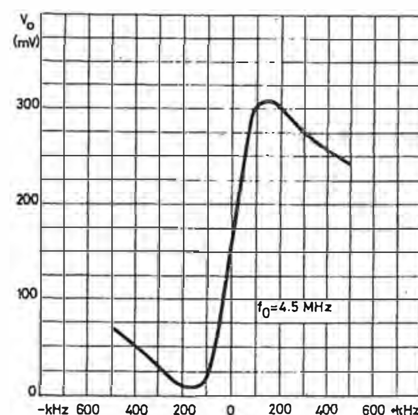


Fig. 55 Z - Classica curva ad « S » relativa alla caratteristica di trasferimento di un rivelatore di picco; l'attenuazione del controllo in corrente continua di volume è di circa 20 dB. La tensione limite di soglia, per una variazione di frequenza di ± 25 kHz è di 30 μV.

Ogni stadio ha un guadagno di 13 dB ed è dotato di un proprio generatore di corrente che garantisce un assorbimento costante nei confronti dell'alimentatore: ciò, oltre a permettere una notevole riduzione dell'ondulazione residua consente la costanza di guadagno del rivelatore di picco migliorandone le prestazioni nei riguardi della temperatura e del segnale limitato.

Stereofonia

Se si ascolta la riproduzione di un brano orchestrale mediante l'impiego di un amplificatore, pur potendosi ottenere con tale mezzo — specie se rispondente alle caratteristiche di Alta Fedeltà — suoni molto puri, toni brillanti, ecc., ci si accorge subito di una notevole differenza rispetto allo stesso brano così come esso verrebbe udito se fosse ascoltato direttamente, ponendosi davanti all'orchestra.

La musica risulta mancante del senso che potremmo definire della **profondità**: non si ha, in altre parole, la sensazione della distanza dalla quale provengono i suoni e, in particolare, della **direzione** diversa di origine delle diverse fonti (strumenti). Se ci si trova davanti all'orchestra invece, si percepisce nettamente la diversa direzione di provenienza dei suoni, alcuni dei quali giungono dagli strumenti disposti alla sinistra dell'ascoltatore (ad esempio, i violini), altri alla destra (ad esempio, i contrabassi), alcuni da strumenti più distanti (ad esempio, i timpani), altri ancora da quelli più vicini.

La differenza essenziale tra questi due generi di audizione dipende dal fatto che la musica riprodotta secondo il metodo dell'amplificatore singolo (« monofonico ») manca dell'**effetto stereofonico**, effetto che è invece sempre presente quando si ascolta la musica (o, comunque dei suoni) in sala di concerto o, anche, in un qualsiasi locale.

L'effetto stereofonico, per intenderci, può essere paragonato, in certo qual modo, all'effetto tridimensionale (« in rilievo ») di immagini visive.

Come sappiamo, una normale fotografia è « piatta », vale a dire non permette a chi la osserva di valutare con esattezza la posizione o la distanza di oggetti o persone per quel che riguarda la « profondità ».

Per ottenere immagini tridimensionali si ricorre — secondo un sistema — all'osservazione contemporanea di due fotografie, una osservata con l'occhio destro e l'altra mediante l'occhio sinistro, leggermente spostate tra loro. Le due fotografie devono anche essere state riprese da due posizioni leggermente diverse.

Analogamente, per ottenere, in acustica, l'effetto di profondità o « stereofonico », si ricorre, in ripresa, all'inoltro contemporaneo dei suoni provenienti da un'orchestra, su due canali separati e i microfoni di questi canali vengono disposti in posizioni ben diverse. In riproduzione si attua la disposizione inversa, con un amplificatore per canale e la dislocazione separata dei rispettivi altoparlanti.

La buona qualità di riproduzione musicale ottenibile da un ricevitore a modulazione di frequenza ha portato a questo specifico tipo di modulazione (stereofonica) per l'emissione di programmi. Il sistema di trasmissione è denominato a « frequenza pilota ». Esso è « compatibile », in quanto la trasmissione stereofonica risulta perfettamente ricevibile (naturalmente con ascolto monofonico) da qualsiasi apparecchio ricevente ad F.M. e cioè, anche se non stereofonico.

La trasmissione stereofonica consiste nella diffusione, tramite un unico trasmettitore, di due segnali diversi (**figura 56 Z**).

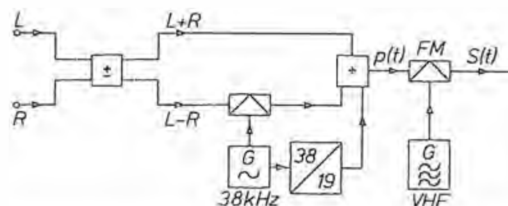


Fig. 56 Z - I segnali audio provenienti da sinistra e da destra (L ed R) sono sommati e sottratti; il segnale differenza (L — R) modula (con soppressione della portante) una sottoportante a 38 kHz. Il segnale di informazione p(t) che è la somma del segnale L + R con la detta sottoportante modulata ed un segnale pilota di 19 kHz. modula il trasmettitore F.M.

Il primo (M), comprende l'intera informazione **Monofonica** (M = L + R ove L ed R rappresentano rispettivamente i suoni corrispondenti alla parte sinistra e a quella destra della scena (e quindi di una relativa ripresa sonora), mentre il secondo (S) è il segnale **Supplementare** (S = L — R) che permette (opportunamente combinato col precedente) di differenziare — per l'invio ai relativi altoparlanti — i suoni. Questi, in ascolto stereofonico, devono apparire provenienti da sinistra o da destra:

$$(L = \frac{M + S}{2}; \qquad R = \frac{M - S}{2})$$

Il segnale S prima della diffusione per radio, modula in ampiezza una portante ausiliaria di 38 kHz (**figure 57 Z** e **58 Z**); dopo la modulazione tale portante è soppressa.

Le bande laterali residue, assieme a una frequenza pilota di sincronizzazione a basso livello, pari a 19 kHz (la metà della frequenza della

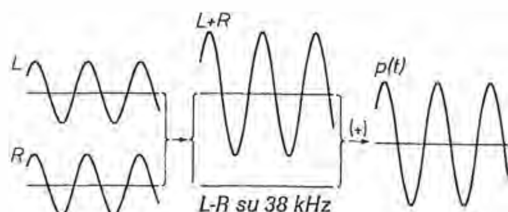


Fig. 57 Z - Supponendo i segnali L ed R di forma sinusoidale, di pari ampiezza ed in fase tra loro si ha per il segnale modulante p(t) una ampiezza (e perciò una deviazione di frequenza del trasmettitore) eguale a quella di un trasmettitore monofonico che trasmetta 2R o 2L.

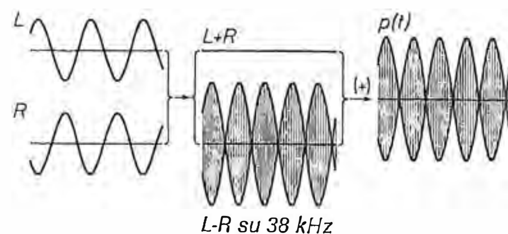


Fig. 58 Z - Anche nel caso in cui L ed R siano in opposizione di fase si ottengono gli stessi risultati della figura precedente. Si può dimostrare che ciò avviene anche per tutte le altre combinazioni di L ed R. Le tracce verticali all'interno delle sinusoidi rappresentano la sottoportante a 38 kHz.

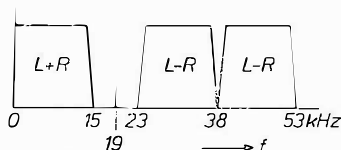


Fig. 59 Z - Il segnale di informazione p(t) per il modulatore del trasmettitore F.M. (figura precedente) ha questo spettro. L + R che si estende sino a 15 000 Hz è il segnale monofonico (M) che costituisce la parte compatibile. Il segnale pilota a 19 kHz serve da riferimento per la ricostituzione della sottoportante (in ricezione) di S, ossia di L — R. La sottoportante di 38 kHz è modulata in ampiezza con formazione di bande laterali da 23 a 53 kHz.

portante soppressa), vengono unite al segnale M e quindi tutti assieme — segnale p(t) — (**figura 59 Z**) modulano di frequenza la portante principale.

Quando si riceve questo segnale complesso — altrimenti detto **multiplex** dal sistema da cui ha origine — con un normale apparecchio per F.M., il segnale monofonico M viene regolarmente riprodotto, mentre nessun disturbo è apportato dalle bande laterali residue dalla modulazione del segnale S e dalla frequenza pilota, dato che esse si trovano al di là delle massime frequenze udibili.

Quando invece, la ricezione avviene mediante un apparecchio F.M. particolarmente adattato per la stereofonia, esso, oltre alla ricezione del segnale M permette, tramite la frequenza pilota, di ricreare la portante ausiliaria e quindi di ricostruire il segnale S.

Le già citate combinazioni di M ed S portano infine a riprodurre i segnali originali stereofonici L ed R.

Per ricevere le trasmissioni in stereofonia è quindi necessario disporre di un ricevitore a modulazione di frequenza stereofonico, che comprenda un **decodificatore** e due canali di amplificazione a Bassa Frequenza.

Lo schema di principio di un sistema ricevente di questo tipo è illustrato in **figura 60 Z**.

Il segnale ricevuto dall'antenna passa attraverso l'amplificatore ad Alta Frequenza, lo stadio mescolatore con oscillatore di conversione, è ulteriormente amplificato nell'amplificatore di Media Frequenza e viene poi limitato e demodulato dal discriminatore come nella normale ricezione monofonica.

All'uscita del discriminatore è presente un segnale multiplex.

A questo punto il segnale è diviso in due parti, la prima contenente la frequenza pilota a 19 kHz, dalla quale si ricostruisce la sottoportante a 38 kHz, e la seconda parte comprendente tutto il segnale multiplex che, demodulato nel demodulatore stereofonico, dà in uscita i segnali corrispondenti ai canali L ed R (**figura 61 Z**).

La qualità del sintonizzatore F.M. impiegato può influenzare grandemente le caratteristiche della ricezione stereofonica. Se, per esempio, si desidera mantenere una separazione di 30 dB fra i canali L ed R è necessario che la risposta di frequenza fino all'ingresso del decodificatore vari di non più di 0,3 dB per le frequenze da 50 Hz a 53 kHz, e per lo stesso intervallo di frequenza la variazione di fase non deve superare ± 3 gradi rispetto ad un andamento lineare della fase stessa.

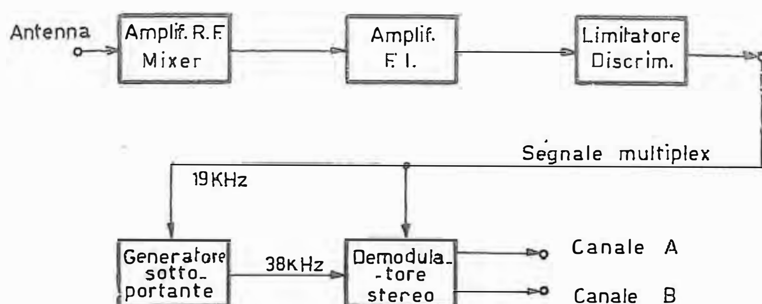


Fig. 60 Z - Sono messi in evidenza i due settori aggiuntivi ad una composizione classica di ricevitore F.M., necessari per l'ascolto delle emissioni stereofoniche con effetto stereofonico che porta alla disponibilità dei due distinti canali con i relativi suoni.

Inoltre, la distorsione armonica deve essere molto bassa altrimenti componenti di distorsione per frequenze comprese fra 6 e 15 kHz possono cadere nel canale ausiliario (23-53 kHz) o interferire con la frequenza pilota di 19 kHz.

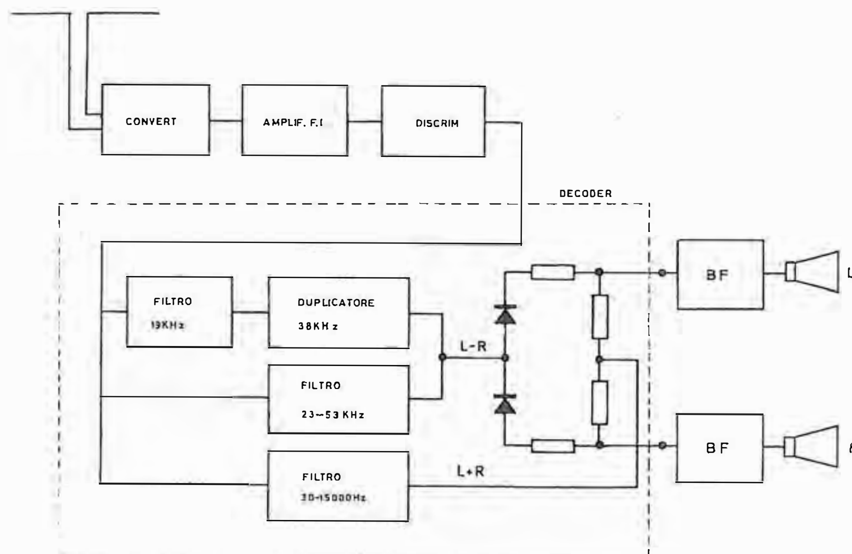
Come si vede dallo schema di principio, viene conservato tutto il vantaggio della modulazione di frequenza, poiché i limitatori operano normalmente come in ricezione monofonica.

La modulazione di ampiezza della sottoportante è esclusivamente una modulazione ausiliaria e la tensione di uscita del rivelatore stereofonico è proporzionale all'ampiezza del canale ausiliario all'uscita del discriminatore del sintonizzatore F.M.

L'uscita del canale principale dal sintonizzatore può variare con l'intensità del segnale ricevuto, ma l'uscita del canale ausiliario varierà nella stessa maniera; a causa della proporzionalità delle uscite, la separazione tra i canali L ed R è mantenuta indipendente dall'intensità del segnale ricevuto e quindi, in linea di principio, non è necessario un comando a manopola per il bilanciamento; sarà utile, invece, una regolazione semifissa da effettuarsi durante la trasmissione di speciali segnali di prova.

Limitiamo per il momento la nostra esposizione a proposito della radiostereofonia alle presenti considerazioni, certamente sommarie, anche se sufficientemente intuitive. L'argomento stereofonia verrà però ripreso più avanti, con l'esame di altre caratteristiche tecniche.

Fig. 61 Z - I settori citati costituiscono nell'assieme il « decoder ». Vi si osserva la formazione della sottoportante a 38 kHz mediante duplicazione del riferimento dei 19 kHz, l'aggiunta ai 38 kHz delle due bande laterali provenienti dal discriminatore (23-53 kHz) ed il doppio rettificatore che rivela il segnale L — R in un senso e nell'altro. Il risultato è combinato con L + R nella matrice a resistenza.



Sintonizzatore per emissioni FM monofoniche e stereofoniche

La ricezione radio della gamma riservata alla Modulazione di Frequenza è certamente quella che, ai fini della qualità di riproduzione, offre i risultati migliori: in questa gamma, inoltre, molte trasmissioni godono dei vantaggi della stereofonia. Questo sintonizzatore, se abbinato ad un amplificatore adeguato, consente i migliori risultati sotto il citato profilo.



Questo apparecchio, costruito con i criteri più aggiornati e con impiego di circuiti integrati, permette ottimi risultati di sensibilità e di fedeltà di riproduzione con il minimo di spesa ed il massimo di semplicità costruttiva.

Si tratta di un ricevitore ovviamente a circuito supereterodina, con tre sezioni di sintonia, corredato di un efficacissimo decodificatore stereo integrato.

Permette, accoppiato ad un amplificatore stereofonico audio, di ascoltare le stazioni F.M. sia monofoniche che stereo. Un abbinamento ideale, anche dal punto di vista della praticità e dell'estetica, è quello che lo vede assieme all'amplificatore stereo 20 + 20 watt già da noi esaminato all'argomento « Alta fedeltà ».

Semplicissime la costruzione e la messa a punto.

Ricezione radio più confortevole

In un completo impianto ad alta fedeltà non può mancare il radiosintonizzatore, che permette di captare le trasmissioni circolari in modulazione di frequenza monofoniche e stereofoniche.

Come abbiamo visto, le emissioni in modulazione di frequenza differiscono da quelle in modulazione di ampiezza per una banda occupata molto larga e quindi per una maggiore fedeltà nella resa acustica, in quanto nel canale disponibile possono essere incluse bande laterali in maggior numero, conseguenti a frequenze acustiche di modulazione molto alte.

Inoltre, sappiamo anche che la modulazione di frequenza permette di escludere i disturbi atmosferici o di altro genere, che modulano in ampiezza, e che quindi possono essere eliminati dalla portante senza scapito per l'informazione in essa contenuta.

Questi requisiti conferiscono alle emissioni radiofoniche a modulazione di frequenza caratteristiche di alta fedeltà che condizionano la scelta del ricevitore e della catena audio a ben precisi criteri analoghi a quelli adottati per riproduzioni da dischi e da nastri.

L'emissione in stereofonia, si è visto, richiede inoltre particolari dispositivi per rendere possibile l'ascolto separato dei canali destro e sinistro, che è la caratteristica fondamentale del suono stereofonico.

Il sintonizzatore qui illustrato ha ottime caratteristiche ed è piuttosto semplice da costruire e da mettere a punto, grazie anche all'impiego di circuiti integrati per l'amplificazione di Media Frequenza e per la decodifica stereo, che richiaderebbero — qualora fossero realizzati a componenti discreti — una grande complicazione circuitale e di messa a punto.

Questa semplificazione non va però a scapito della resa del circuito in quanto all'interno dei circuiti integrati sono contenuti tutti gli elementi atti a fornire la prestazione più sofisticata possibile, migliore di quella ottenibile nei migliori schemi a componenti discreti.

La tecnologia di fabbricazione dei circuiti integrati permette di conseguire questi risultati con la massima economia di spesa.

Lo schema elettrico

Lo schema elettrico del sintonizzatore si può suddividere in quattro gruppi principali:

1) Il gruppo d'ingresso e di conversione o « front end ».

2) La catena di amplificazione di Media Frequenza, a 10,7 MHz.

3) Il gruppo di decodifica stereo.

4) L'alimentazione stabilizzata dalla rete.

Descriveremo separatamente ciascuno di questi blocchi.

Ingresso e conversione del segnale

Il segnale ricevuto dall'antenna (cavo a 75 ohm) viene applicato al primo stadio amplificatore a radiofrequenza (Tr1) dopo essere passato attraverso il filtro adattatore d'impedenza T1-C10.

Il transistore Tr1 è collegato con base a massa, in modo da trasformare la bassa impedenza di entrata in un'alta impedenza di uscita, senza guadagno di corrente ma con un ottimo rapporto segnale-rumore.

Il segnale d'uscita dell'amplificatore a radio frequenza viene sintonizzato da un circuito accordato formato dalla prima sezione del condensatore variabile Cv e dalla bobina L1.

Il diodo D1 provvede alla limitazione del segnale, che può essere eccessivo specie in prossimità della stazione emittente. Un segnale troppo forte potrebbe provocare la saturazione degli stadi successivi.

Il segnale passa quindi allo stadio di miscelazione formato dal transistore Tr2, che lavora in una zona non lineare della sua caratteristica. In questo modo il segnale di alta frequenza ed il segnale proveniente dall'oscillatore locale Tr3 si combinano dando luogo a due bande di frequenza intermedia delle quali una sola viene utilizzata, costituendo l'altra la frequenza immagine che deve essere completamente eliminata.

Il segnale da applicare al mescolatore viene ulteriormente filtrato dal circuito accordato formato dalla seconda sezione del condensatore variabile Cv e dall'induttanza L2 che provvede con la sua presa intermedia anche ad adattare l'impedenza di segnale a quella d'ingresso di Tr2.

L'oscillatore locale è accordato dalla terza sezione del condensatore variabile Cv e dall'induttanza L3.

Per un centraggio fine delle frequenze di accordo dei circuiti oscillatori si può agire sia sui nuclei delle bobine che sui « trimmer » capacitivi C25, C55 e C65. Tali accordi dovranno essere regolati in sede di allineamento.

Dal miscelatore esce, come già detto, una frequenza intermedia di 10,7 MHz che viene selezionata dal circuito accordato di uscita formato da L4, L5, C80, C90, C100 + C105. Questi due ultimi condensatori provvedono ad una presa intermedia sull'uscita, atta a modificare l'impedenza d'uscita del « front end » ed adattarla a quella d'ingresso degli stadi successivi.

L'uscita di Media Frequenza a trasformatore accoppiato a capacità garantisce una buona delimitazione della banda passante.

Le bobine di Media Frequenza L4 ed L5 dispongono di nuclei regolabili che ne permettono il perfetto centraggio sulla frequenza di 10,7 MHz.

L'amplificazione in Media Frequenza

Invece dei consueti stadi in cascata accoppiati a trasformatore, vediamo che in questo schema l'intera catena di Media Frequenza si riduce ad un unico circuito integrato corredato di un solo circuito accordato.

Nel circuito integrato si ha anche la rivelazione del segnale, che costituisce un punto critico negli schemi tradizionali.

Il circuito integrato TDA 1200 contiene nel suo interno tutti i componenti necessari per ottenere una perfetta resa di ascolto, con un minimo di componenti esterni discreti.

Consiste in un amplificatore a tre stadi con limitatore che riduce l'amplificazione quando il segnale d'ingresso supera un certo valore.

Contiene inoltre un rivelatore F.M. a coincidenza, doppiamente bilanciato, che richiede per l'allineamento un solo semplice circuito accordato formato da L6, C145, R105 al posto del complesso trasformatore richiesto nei normali rivelatori a rapporto.

Il circuito dispone di un'uscita proporzionale al segnale che viene utilizzata per l'indicatore di sintonia.

Questo indicatore è costituito dal diodo LED TUNING pilotato dal transistore Tr4 che ha una amplificazione variabile per mezzo del potenziometro P1. Con tale potenziometro si può effettuare il centraggio della variazione di luminosità in rapporto all'ampiezza del segnale.

Integrati nel circuito troviamo anche un amplificatore audio ed un circuito di silenziamento (squelch) che permette all'amplificatore di funzionare solo se il segnale all'ingresso supera una determinata soglia.

Nel nostro caso lo « squelch » è fisso ed è dato dai resistori R90 ed R100.

La tensione di alimentazione, prima di essere applicata ai circuiti passa attraverso uno stabilizzatore di tensione anch'esso integrato sulla medesima piastrina di silicio.

Decodificazione della stereofonia

Il segnale audio proveniente dalla catena di Media Frequenza e dalla rivelazione, viene applicato all'ingresso del circuito integrato di decodifica stereo IC2.

Ricordiamo qui come avviene l'emissione dei segnali stereo.

Chiameremo S l'informazione riguardante il canale stereo sinistro e D quella riguardante il canale destro.

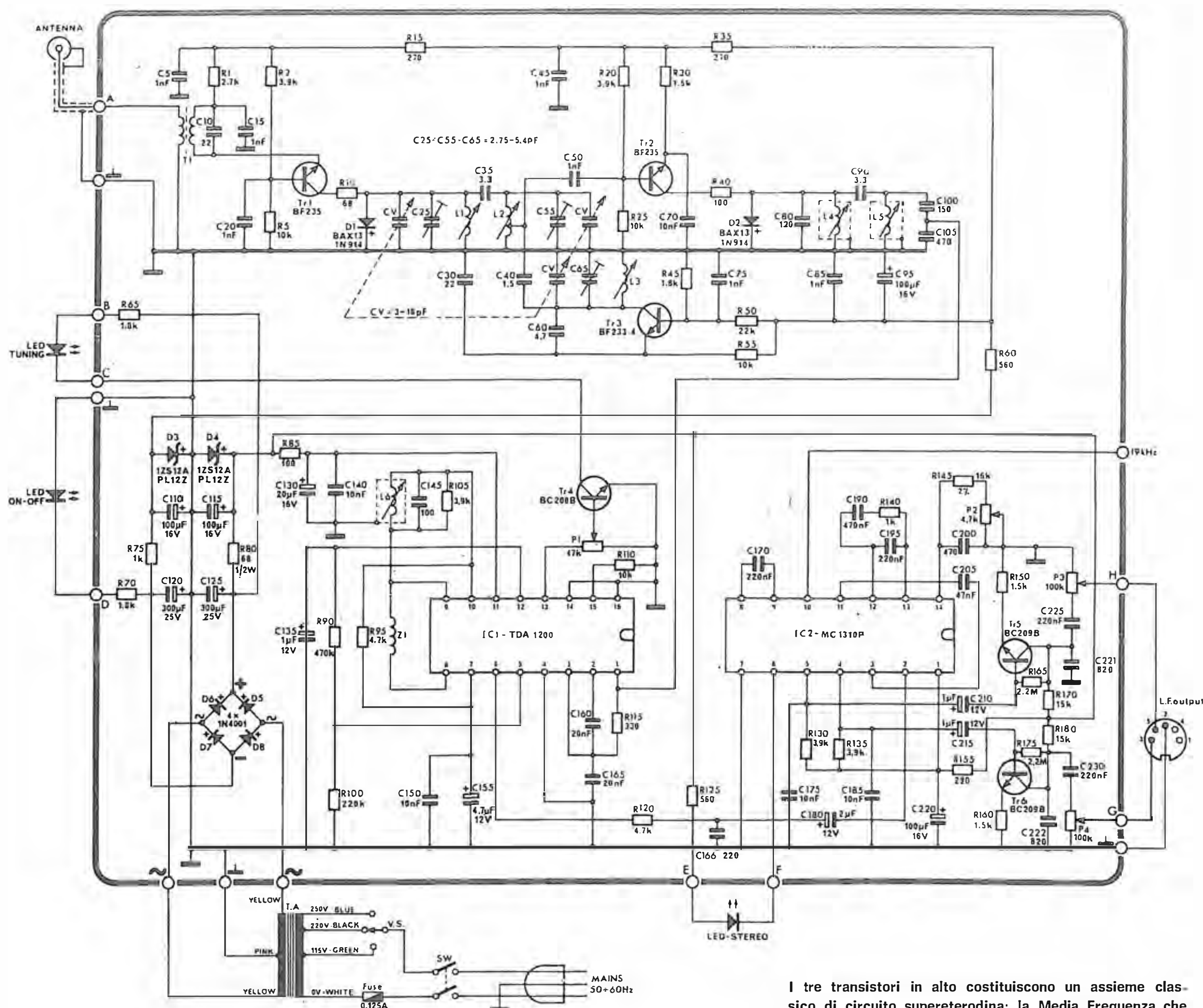
La trasmissione F.M. viene riprodotta in monoaurale utilizzando per l'amplificatore audio la somma dei segnali dei due canali S + D.

Volendo invece utilizzare l'informazione stereofonica, bisogna utilizzare la loro differenza S — D.

Questo segnale differenza modula in ampiezza una sottoportante centrata sulla frequenza di 38 kHz e che si estende da 23 a 53 kHz. Tale segnale non ha alcun effetto su un ricevitore monofonico, per il quale si utilizza un segnale a frequenza più bassa, limitato a 15 kHz.

Dato che si utilizzano frequenze di modulazione più alte (53 kHz) la banda passante di un ricevitore stereo dovrà essere più larga di quella di un normale ricevitore F.M. ossia dovrà raggiungere almeno i 260 kHz.

Il decodificatore dovrà estrarre dal segnale complesso in arrivo tutte le informazioni riguardanti il canale destro e sinistro, eseguendo le seguenti operazioni sui segnali: (S + D) + (S — D) = 2S ed (S + D) — (S — D) = 2D, separando in tal modo le informazioni contenute nei due canali.



I tre transistori in alto costituiscono un assieme classico di circuito supereterodina: la Media Frequenza che con essi si ricava (a 10,7 MHz) è avviata all'integrato TDA 1200 che amplifica e rivela. Il segnale codificato stereo così ottenuto entra nell'MC 1310 P dal quale esce decodificato, vale a dire in segnale per il lato Destro ed in segnale per il lato Sinistro. Tr5 e Tr6 amplificano ciascuno il proprio segnale di canale. È da prestare attenzione al fatto che Tr1, Tr2 e Tr3 sono alimentati con tensione « negativa » rispetto a massa.

Il circuito integrato IC2 opera come segue.

Un oscillatore interno produce una frequenza di 76 kHz che, dopo essere passata attraverso due stadi divisori per due (76 : 2 = 38 e 38 : 2 = 19), viene applicata al modulare d'ingresso.

Questo segnale viene aggiunto al segnale d'ingresso in modo che quando venga ricevuta una nota di pilotaggio a 19 kHz, si produca una componente in corrente continua.

La componente continua è estratta mediante un filtro passa-basso ed usata per controllare la frequenza dell'oscillatore interno, che di conseguenza viene agganciato in fase con la nota pilota.

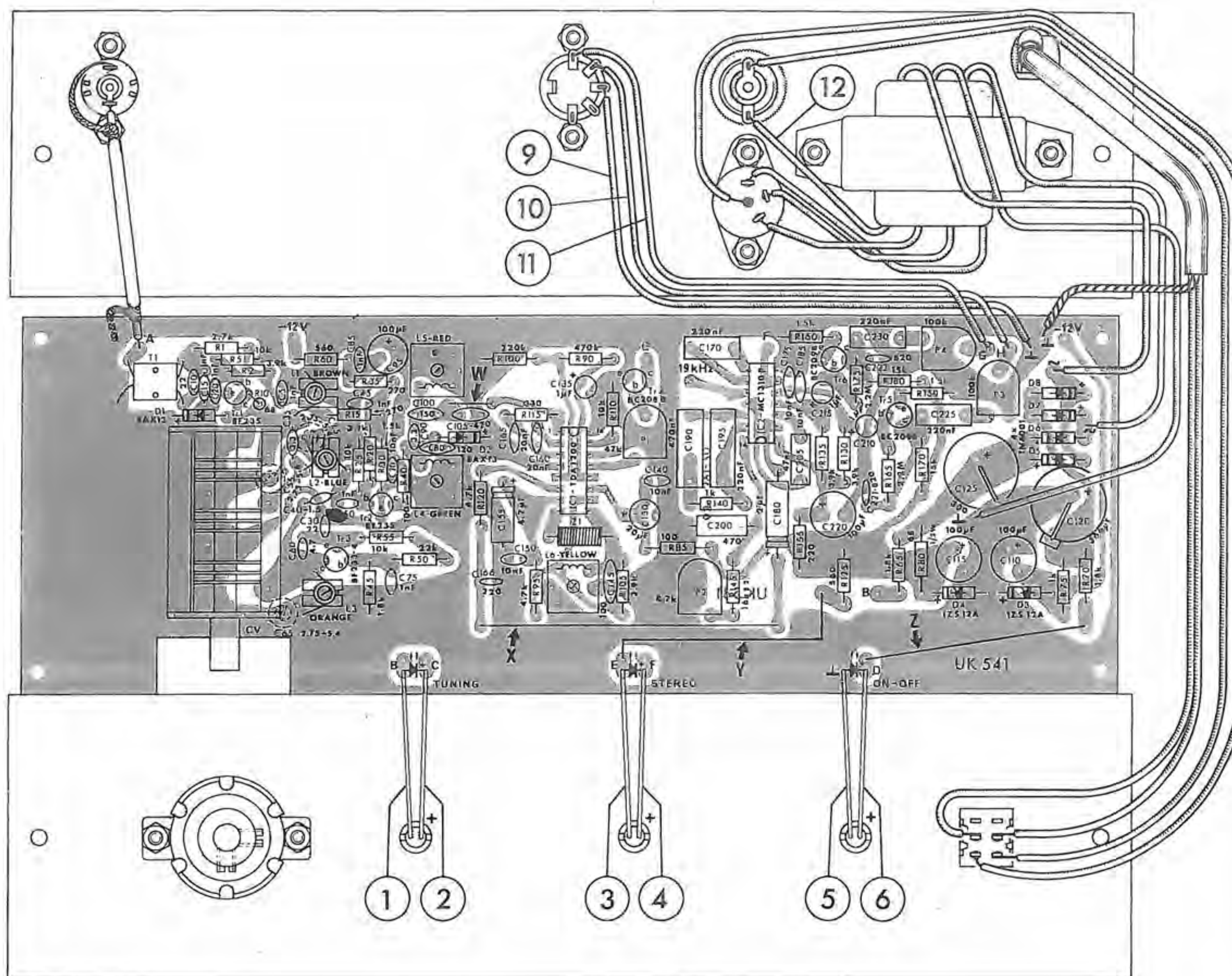
Con l'oscillatore agganciato in fase alla nota pilota, la frequenza di 38 kHz che esce dal primo divisore, si trova in fase corretta per decodificare il segnale stereo.

Il decodificatore è in sostanza un altro modulatore nel quale i segnali in ingresso vengono multiplexati con il segnale rigenerato a 38 kHz. Quest'ultimo segnale viene fornito al decodificatore stereo attraverso un interruttore interno il quale chiude allorché viene ricevuta una nota a 19 kHz di sufficiente ampiezza.

Il segnale a 19 kHz che alimenta l'anello modulatore per la rigenerazione dei 38 kHz è in quadratura con la frequenza pilota di 19 kHz.

Con un terzo stadio divisore opportunamente connesso, viene generato un segnale a 19 kHz in fase con quello pilota. Questo è multiplexato con il segnale d'ingresso in un modulatore, e fornisce una componente in corrente continua proporzionale all'ampiezza della modulazione di pilotaggio.

Questa componente, dopo filtraggio, è appli-



Questo disegno illustra la dislocazione di tutti i componenti sulla piastra e riproduce anche i collegamenti da eseguire con conduttore. Il materiale che costituisce il « kit » (UK 541) è accompagnato da ulteriori illustrazioni relative alle diverse fasi di montaggio. 1, 2, 3, 4, 5, 6 sono i gambi dei diodi « LED »; 9, 10, 11 portano alla presa d'uscita audio (nello schema elettrico = 2, 5, 3); 12 unisce il trasformatore di rete col portafusibili.

cata ad un circuito di commutazione che attiva sia l'interruttore stereo che la lampada indicatrice LED STEREO.

Le resistenze R130 ed R135 in connessione con i condensatori C175 e C185 forniscono il ritardo di deenfasi standard di 50 µs.

Il condensatore C170 fa parte del filtro del sensore di livello del commutatore stereo.

Il condensatore C205 serve ad aumentare lo sfasamento tra la sottoportante rigenerata di 38 kHz e quella originale che modula il segnale.

La rete formata da R145, P2 e C200 determina la frequenza dell'oscillatore. Il potenziometro serve a centrare la frequenza, il cui valore viene controllato sul segnale prelevato dal piedino 10 che fornisce un'onda quadra di 3 V di picco direttamente applicabile ad un frequenzimetro per l'allineamento.

I segnali provenienti dalle due uscite D e S vengono ulteriormente amplificati dai transistori Tr5 e Tr6 in modo da essere presenti all'uscita con un livello tale da poter alimentare qualsiasi tipo di amplificatore; inoltre, sono stati previsti i due potenziometri parzializzatori P3 e P4 che vanno regolati in rapporto al segnale necessario per pilotare l'amplificatore audio che verrà applicato al sintonizzatore.

I due potenziometri servono anche a bilanciare i due canali stereo, in modo da compensare eventuali differenze tra i due canali.

L'alimentazione da rete

La tensione di rete viene prelevata mediante una spina con terminale di terra ed applicata, attraverso un interruttore bipolare SW ed un fusibile di protezione « Fuse », al trasformatore di alimentazione T.A. previsto per le tre tensioni di 115, 220 e 250 V commutabili con il cambiatensioni V.S.

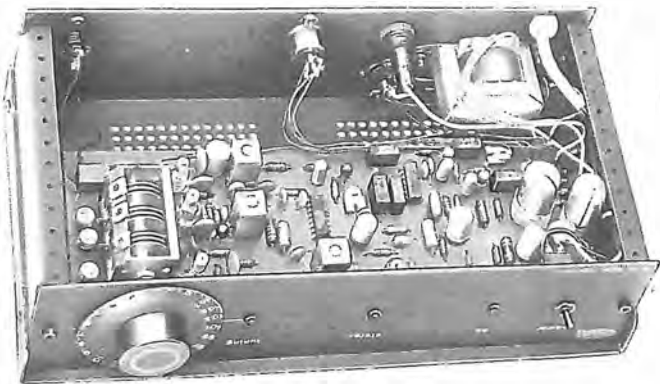
La tensione secondaria viene raddrizzata dal ponte di Graetz formato dai diodi D5, D6, D7 e D8.

Siccome il secondario è stato messo a massa nel suo centro elettrico, avremo due tensioni

continue rispetto alla massa, delle quali una positiva ed una negativa. Queste due tensioni vengono livellate dai filtri C120-R75-C110 e C125-R80-C115 e quindi stabilizzate dagli zener D3 e D4.

La tensione negativa rispetto alla massa alimenta il « front end », mentre quella positiva serve al resto del circuito.

Il segnalatore LED ON-OFF segnala la presenza di alimentazione nell'apparecchio (acceso/spento).



Il sintonizzatore visto dal suo lato sottostante: è utile osservare la corrispondenza tra questa fotografia ed il disegno riprodotto nella pagina precedente. La custodia — che a operazioni terminate viene racchiusa così come si può vedere a pagina 28 z — è in metallo leggero, verniciato.

Meccanica

Il ricevitore è completamente disposto entro un elegante e compatto mobiletto metallico.

I soli collegamenti esterni richiesti sono quelli con la rete luce, con l'amplificatore e con l'antenna.

Sul frontale dell'apparecchio sono disposti i comandi del condensatore di sintonia e dell'interruttore di rete e le tre lampade di segnalazione a LED.

Sul pannello posteriore si notano il cavetto di alimentazione, il fusibile di protezione, il cambiatensioni e le prese di antenna e di uscita audio.

La taratura

Per l'esecuzione dell'allineamento del ricevitore si possono usare più metodi, a seconda della disponibilità di adeguata strumentazione. Naturalmente il metodo più complesso garantirà risultati migliori e più precisi.

La taratura consiste in una serie di operazioni da seguire fedelmente: allineamento degli stadi a Media Frequenza con taratura del filtro di accoppiamento Media Frequenza e della rete sfasatrice del rivelatore.

Successivamente, allineamento degli stadi a radiofrequenza, con posizionamento della frequenza dell'oscillatore locale in modo che essa differisca dalla frequenza in arrivo della quantità precisa di 10,7 MHz.

Infine, bisognerà tarare il decodificatore stereo. Il sistema di taratura più semplice è un generatore F.M. e un millivoltmetro CA.

Operazioni e metodo

Per cominciare si collega il generatore F.M. con la modulazione 30 % pari a ΔF di 22,5 kHz, regolato sulla frequenza di 10,7 MHz, all'ingresso degli stadi di Media Frequenza (base di Tr2) interponendo un condensatore da 10 nF.

Il misuratore d'uscita (millivoltmetro) sarà connesso alla presa d'uscita demodulata, ossia tra la massa e il piedino 3 oppure 5 della presa L.F. OUTPUT. Regolare per la massima uscita L4, L5 e L6.

L'attenuatore del generatore dovrà essere progressivamente inserito man mano che procede l'allineamento, in modo da evitare l'intervento del limitatore. Nello stesso tempo verificare che avvenga un incremento della luminosità di controllo sintonia (LED TUNING).

Per la taratura delle bobine usare un cacciavite antiinduttivo.

Ripetere le operazioni di allineamento più volte, fino ad ottenere i migliori risultati.

In seguito si collega il generatore (togliendo il condensatore da 10 nF) regolato sulla frequenza di 88 MHz alla presa di antenna del sintonizzatore che sarà a sua volta posizionato su 88 MHz, ossia con il condensatore variabile quasi completamente chiuso.

Regolare quindi i nuclei delle bobine L3, L2 ed L1 per il massimo al millivoltmetro d'uscita.

Portare il condensatore variabile del sintonizzatore per 108 MHz letti sul quadrante e regolare la frequenza del generatore a 108 MHz.

Ora l'allineamento deve essere fatto regolando i « trimmer » capacitivi C65, C55 e C25 per il solito massimo d'uscita.

Ripetere l'operazione più volte sia a 88 che a 108 MHz fino ad ottenere i migliori risultati.

Il decodificatore

Il migliore sistema di taratura consiste nel regolare P2 fino a leggere una frequenza di 19 kHz al punto di uscita 19 kHz.

Un altro procedimento non richiede strumentazione, all'infuori dello stesso ricevitore, avendo come risultato una buona separazione dei canali.

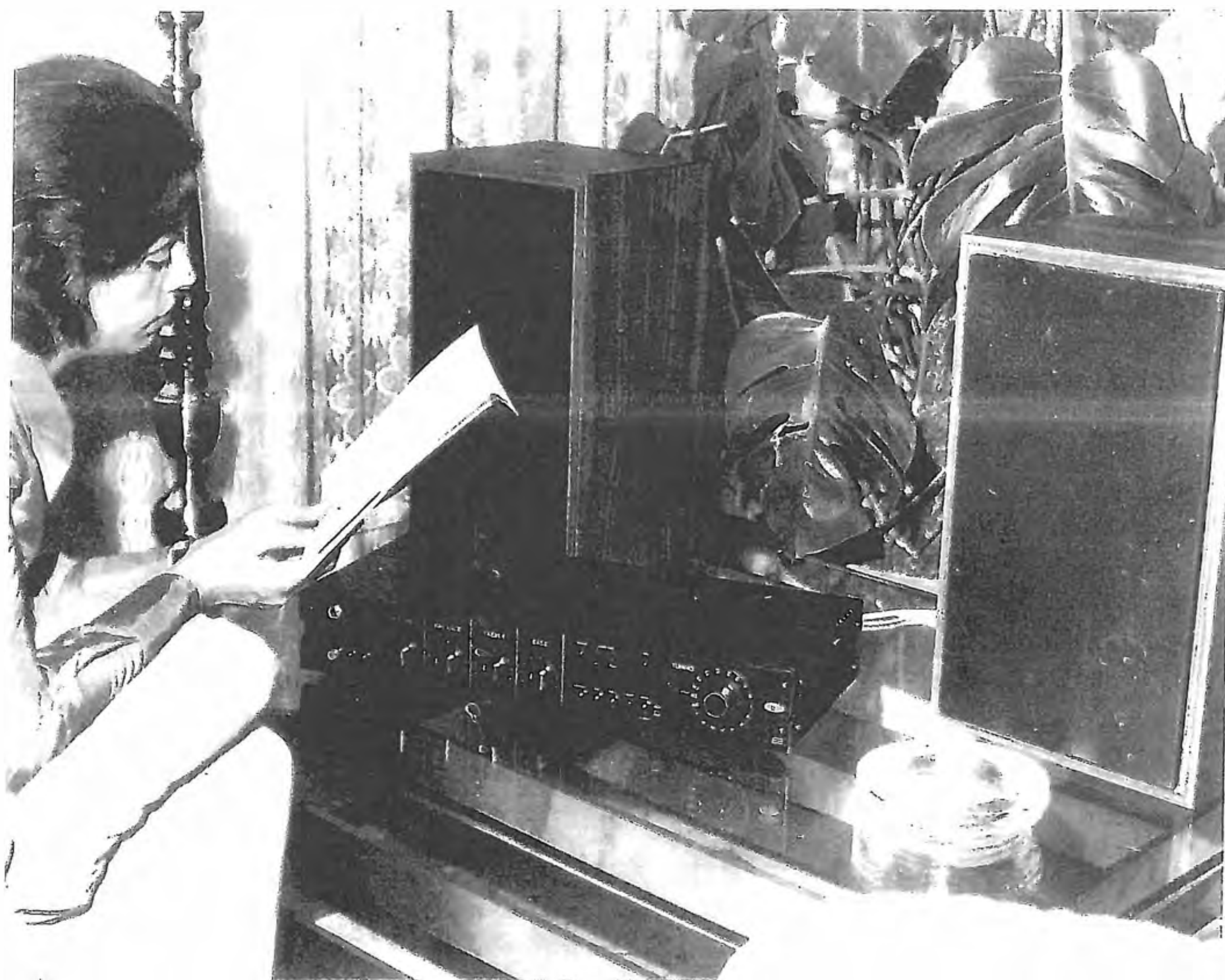
Questo metodo consiste semplicemente nel sintonizzare il ricevitore su una stazione stereo e nell'aggiustare P2 fino al momento in cui si accende l'indicatore LED STEREO. Per trovare il centro del campo di sincronizzazione ruotare P2 in avanti ed indietro, fino a trovare il centro del campo nel quale la lampada rimane accesa.

Collegare ora un amplificatore stereo di Bassa Frequenza e di ottime caratteristiche all'uscita L.F. « output » ed il complesso è pronto per l'ascolto, dopo aver regolato P3 e P4 per il migliore bilanciamento dei canali e per l'adattamento dell'ampiezza del segnale in uscita.

L'ELETTRONICA

IN 30 LEZIONI - TEORIA E PRATICA

Il radioricevitore 22



Rivista culturale per la formazione professionale - esce il 10 - 20 - 30 di ogni mese - sped. in abb. postale 3° Gr. - — 70 % - L. 850

Il radioricevitore

Evoluzione del ricevitore

Il radioricevitore, nato prima della valvola termoionica, è diventato un dispositivo di larga diffusione solo con l'avvento di quest'ultima in quanto organo capace di amplificare e, conseguentemente, di rendere possibile un ascolto a rilevante distanza. Oltre a ciò, sempre per lo stesso motivo, è con l'impiego della valvola che l'audizione può diventare collettiva o, comunque, esimere l'ascoltatore dall'uso della cuffia.

Raggiunte queste possibilità — alle quali è d'uopo aggiungere i vantaggi della modulazione dell'onda portante — si intuisce che il radioricevitore da mezzo di puro e semplice collegamento per comunicazioni e messaggi diventa ben presto un apparecchio di ricreazione, svago, cultura: nascono i « programmi » e con loro la « radiodiffusione ».

Tutto ciò avviene e si sviluppa in un primo tempo nel campo di frequenza delle onde Lunghe e, subito dopo, delle onde Medie.

Sappiamo che l'amplificazione della valvola viene sfruttata in uno con i circuiti accordati costituendo degli « stadi » che, per aumentare il grado di amplificazione, si presentano l'uno a seguito dell'altro, ciò sia prima del rivelatore che dopo di esso; è, per quanto si riferisce alla radiofrequenza, l'« amplificazione diretta ».

Si sfrutta anche, in quel tempo, un effetto di reazione positiva che eleva di molto la sensibilità del rivelatore (**figura 1 AB**).



Fig. 1 AB - Prima dell'applicazione del circuito supereterodina si sfruttava — per aumentare la sensibilità — il principio della « reazione ». I trasformatori di Alta frequenza erano formati da bobine (avvolgimento detto « a nido d'ape ») con accoppiamento comandabile. La coppia sulla destra, facente parte del circuito rivelatore, mediante l'accostamento portava lo stadio al limite di innesco (reazione).

Poi, compare la supereterodina. Le valvole incorporano miglioramenti continui: possono essere « accese » anche con la corrente alternata (riscaldamento indiretto); si creano le valvole multiple oltre a quelle di potenza (pentodi, esodi, doppi triodi, ecc.); all'alimentazione generale si può provvedere interamente con la tensione di rete (raddrizzamento).

Si scoprono le possibilità — e le si utilizzano subito anche per la radiodiffusione — delle onde Corte: la loro lunga portata rende abbastanza agevole l'ascolto di stazioni ben al di là di quello che le altre onde sino ad allora avevano consentito.

Il cinque valvole

Il radioricevitore, oramai prodotto industriale, ad un certo momento assume una struttura « standard » che mantiene per lungo tempo (**figura 2 AB**). L'ascolto è generalizzato, naturalmente, in altoparlante; le gamme includono le onde Medie (qualche volta le Lunghe, tuttavia sempre meno impiegate) e le onde Corte. Queste, per comodità di sintonizzazione e di raggruppamento delle emittenti come zone d'onda, sono spesso suddivise (sulla « scala » dell'apparecchio) in sottogamme. Le valvole sono 5.

Questa struttura è così impostata. Una prima valvola convertitrice, valvola multipla comprendente la sezione di oscillazione locale per il battimento richiesto dalla supereterodina; una seconda valvola (pentodo), amplificatrice in Media Frequenza; una terza valvola rivelatrice che, essendo di tipo multiplo, incorpora un triodo amplificante il segnale rivelato; una quarta valvola, amplificatrice di potenza in Bassa Frequenza (pentodo) ed infine, una valvola raddrizzatrice della tensione di rete per l'alimentazione dell'intero apparecchio.

La serie di valvole destinate a questo impiego è reperibile tanto con filamento richiedente 6,3 volt quanto con filamento previsto per tensioni più alte. Nel primo caso il ricevitore è caratterizzato dall'adozione di un trasformatore di alimentazione e tutti i filamenti sono connessi, in parallelo tra loro, ad un secondario apposito; nel secondo caso invece i filamenti sono connessi

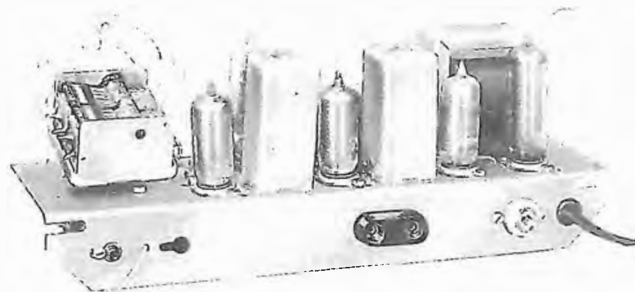
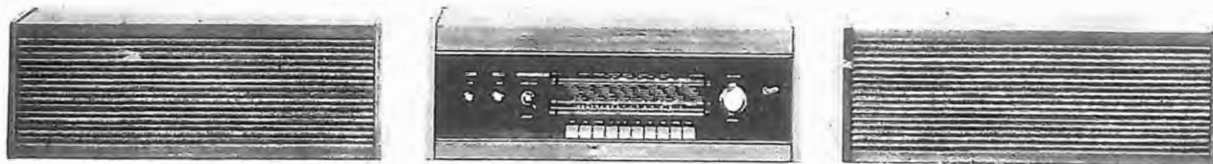


Fig. 2 AB - Telaio tipico di ricevitore a cinque valvole. Il condensatore variabile (doppio) reca sull'asse una grande puleggia che, con una funicella comanda l'indice della « scala parlante ». Le dimensioni dei trasformatori di Media F. sono notevoli; è sempre prevista un'entrata per un segnale esterno di Bassa F. (presa « fono ») nonché un « cambiatensioni » per gli adattamenti alle diverse tensioni di rete.

tra loro in serie: la tensione totale richiesta tende ad avvicinarsi a quella di rete disponibile e ciò porta all'abolizione del trasformatore con conseguente economia.



Quest'ultima soluzione citata presenta però due inconvenienti. Il primo è costituito dal fatto che, in assenza di trasformatore, un polo della rete è collegato direttamente al telaio dell'apparecchio ed il contatto accidentale con esso da parte dell'operatore diventa pericoloso. Il rimedio — parziale — consiste nell'isolamento accurato di tutti i comandi e di tutte le parti metalliche a che non vi possa essere contatto da parte di chichessia.

Il secondo inconveniente nasce dal fatto che i filamenti per ciò che rappresentano in quanto resistenza ohmica, hanno un dato valore a freddo ed un altro valore (più alto) allorché sono accesi. La tensione di rete quindi, al momento dell'accensione incontra una resistenza più bassa del dovuto — la corrente che scorre è di conseguenza troppo alta — e ciò può danneggiare i filamenti stessi. Il rimedio consiste (lo abbiamo visto trattando dei semiconduttori: vedi figura 80 S) nell'includere nella « catena » dei filamenti un particolare resistore (« termistore ») che a freddo presenta un'alta resistenza, resistenza che si abbassa gradualmente in conseguenza del riscaldamento al quale corrisponde anche il riscaldamento dei filamenti: in altre parole, un comportamento compensativo contrario, a quello della valvola, che ha termine su valori di equilibrio.

Il radioricevitore in questo suo lungo periodo di stasi evolutiva è caratterizzato dalla « scala parlante »: per la sintonizzazione l'indice della scala coincide col nominativo dell'emittente (città) stampato sul cristallo. Si hanno varianti di scarso rilievo tecnico tra un modello di apparecchio e l'altro: varia solo la potenza d'uscita in quanto a volte si adotta uno stadio finale con valvole in opposizione (« push-pull »). Già si ha



l'abbinamento col giradischi. Un'altra innovazione è quella dell'indicatore di sintonia attuato con una valvola creata per questo scopo (si veda la figura 53 R).

Dal 1946 in poi...

Finalmente, nel dopoguerra, è introdotta l'emissione a modulazione di frequenza. I vantaggi del sistema però non sono subito apprezzati come meriterebbero: l'affermazione della supremazia qualitativa è piuttosto lenta e contrastata, forse per il fatto che l'apparecchio è più costoso (deve poter ricevere con entrambi i sistemi di modulazione) ed i programmi ricevibili sono, in linea di massima, gli stessi delle onde Medie.

La modulazione di frequenza rende possibile la stereofonia via etere. Compaiono perciò — in particolar modo all'estero — i primi ricevitori con gli altoparlanti racchiusi in apposita cassa acustica, indipendenti dal mobiletto del ricevitore (**figura 3 AB**).

Un vero rivoluzionamento costruttivo si ha con l'introduzione dei semiconduttori. I costruttori giapponesi sono i primi a diffondere nel mondo intero ricevitori minuscoli (tascabili) che sorprendono in realtà sia per le dimensioni sino allora impensabili che per il modesto prezzo. Per i portatili occorre, evidentemente, disporre di un mezzo di captazione idoneo che eviti la necessità del collocamento di un'antenna: si perfezionano i materiali ferritici per alta frequenza e si perviene ad induttanze che, avvolte su bastoncini di tale materiale fungono, appunto, da antenna. Si ottiene, come conseguenza, un effetto di direttività che in certi casi può anche rappresentare un vantaggio.

Naturalmente anche gli apparecchi di maggiore impegno (**figura 4 AB**) usufruiscono dei transistori e dei diodi a semiconduttore. Questi ultimi si prestano, con i tipi « varicap », ad un comodo accordo sulle onde della modulazione di frequenza. La potenza d'uscita disponibile supera spesso i 10 watt per canale stereofonico e, qualitativamente, con la scomparsa del trasformatore d'uscita, si può già parlare di alta fedeltà. La sintonizzazione, sempre in virtù dei « varicap », può essere anche a stazioni predisposte, il che vuol dire facoltà di passaggio da un programma all'altro con semplice pressione di tasti. Elettricamente ciò significa — lo sappiamo — fornire determinate tensioni al diodo d'accordo, preventivamente scelte mediante un partitore potenziometrico.

I « portatili », a partire da un certo momento, non sono più i soli tascabili, ultraeconomici e con la sola gamma delle onde Medie: si diffondono modelli che possono essere alimentati tanto dalla rete che da batterie interne; hanno la possibilità di sintonizzazione anche sulle frequenze elevate ove aumentano sempre più le emissioni a modulazione di frequenza. La qualità di ricezione è decisamente migliore grazie anche alla presenza di un altoparlante di maggiore diametro rispetto a quello imposto nei tascabili.

Poiché la tecnica della registrazione magneti-

Fig. 3 AB - Con l'inizio delle emissioni stereofoniche appaiono i primi ricevitori con altoparlanti a se stanti, in cassette acustiche. Si applicano spesso pulsantiere con numerosi tasti il cui compito però è quello di cambio di gamma, di tonalità, commutazioni diverse, ma non ancora di sintonizzazione prefissata.

Fig. 4 AB - La forma diventa più aggraziata, il consumo d'alimentazione viene ridotto in conseguenza dell'impiego di transistori in luogo di molte valvole, un « indicatore di sintonia » facilita le operazioni di accordo, un comando include un controllo automatico di sintonia (la ricezione è più stabile), le gamme sono: Lunghe - Medie - Corte - UHF.

ca — ossia la possibilità di registrare su nastro segnali di bassa frequenza (audio) — si sviluppa rapidamente, si assiste all'abbinamento delle due possibilità (**figura 5 AB**): radioricezione e lettura di nastri (o registrazione) con un unico apparato. Con i portatili si preferisce sfruttare un particolare sistema e sviluppo della registrazione: quello delle « cassette ». Si mettono in commercio cassette con programmi già registrati, per durate d'ascolto di mezz'ora, un'ora e anche più.



Fig. 5 AB - Molti portatili abbinano la possibilità, a volte, di registrazione (sia dei programmi captati che da microfono) e di lettura nastro; a volte offrono solo la lettura di « cassette » preregistrate. Questi apparecchi sono caratterizzati da un contagiri che dà un'indicazione del programma-nastro e da uno strumento che segnala lo stato delle batterie incorporate.

Differenziazione

Il radioricevitore — si può dire — non è più progettato e costruito con tendenza generale ed unica: si differenzia il prodotto in vista di un impiego preferenziale.

Le onde Corte, si sa, permettono l'ascolto di stazioni lontanissime: si sviluppa una categoria di amatori a grande distanza che grazie ad un'attenta scelta di orari, lunghezze d'onda, fenomeni di propagazione, ecc. riesce a captare con sicurezza programmi da ogni parte del mondo. Da questa schiera nasce spesso un altro dilettantismo: quello dell'emissione d'amatore. È una attività che esamineremo tra non molto.

Si veda, ad esempio, il ricevitore di cui a **figura 6 AB**. Oltre a ricevere le onde Lunghe e quelle Medie presenta altre 22 bande che consentono la sintonizzazione da 1,5 MHz a 230 MHz: più precisamente, dopo le Medie due gamme (da 1,5 a 5,5 MHz) sono dette « marinare » perché su quelle frequenze si svolgono i servizi marittimi. Con i 5,5 MHz iniziano le onde Corte (12 sottogamme), sino a 30 MHz; le VHF (da 30 a 230 MHz) sono suddivise in 8 sottogamme. Tutte queste suddivisioni sono presenti allo scopo evidente di agevolare le operazioni di accordo.

L'apparecchio, per essere completo deve agire tanto con le stazioni modulanti in ampiezza che con quelle modulanti in frequenza: nel campo delle emittenti dilettantistiche, anche per quelle telegrafiche (dette « CW »), quanto per quelle dette a modulazione SSB (modulazione che viene effettuata su di una sola banda laterale).

Si tratta, comunque, di un ricevitore che ha come requisito e caratteristica principale l'ascolto della radiodiffusione (programmi); l'evoluzione nel settore dei riceventi ha portato infine a ben definite caratterizzazioni elaborate per soddisfare esclusivamente esigenze specifiche. Così, vengono ora costruiti apparecchi destinati esclusivamente alla ricezione delle onde Corte, altri per le sole ultracorte, altri per l'ascolto in automobile ed altri ancora per le telecomunicazioni del traffico commerciale (navi, radiotelefonia, ecc.); questi ultimi in particolar modo, sono definiti **professionali**.



Fig. 6 AB - Apparecchio portatile semiprofessionale. Il circuito, a doppio cambiamento di frequenza, è molto selettivo. Sono impiegati complessivamente 71 transistori, 123 diodi e 3 circuiti integrati; può fornire, in uscita, 2,8 W se alimentato con batterie e 5 W se alimentato da rete. Riceve da 150 kHz a 230 MHz con diversi tipi di demodulazione.

È evidente che orientando il progetto per un unico tipo di impiego si possono incorporare stadi, accessori, strutture rappresentanti la soluzione ottima per il raggiungimento della più alta efficienza. Anche i semiconduttori, ovviamente, possono essere scelti con un criterio univoco.

A questo proposito si assiste ad una sempre più ampia applicazione — come è logico — dei circuiti integrati: vedremo ciò col dovuto dettaglio. Integrati, transistori ed altri semiconduttori stanno modificando notevolmente anche i circuiti dei ricevitori « di casa ».

La **figura 7 AB** mostra un apparecchio al quale è abbinato un orologio-sveglia con rappresen-

Fig. 7 AB - Al ricevitore si accoppia ora l'orologio con sveglia, anch'essa — ovviamente — elettronica; l'indicazione dell'ora è « digitale » e la luminosità delle cifre è posta in relazione (con scelta regolabile a mezzo potenziometro) alla luminosità dell'ambiente. Una batteria incorporata assicura il funzionamento dell'orologio in caso di interruzione della corrente di rete.

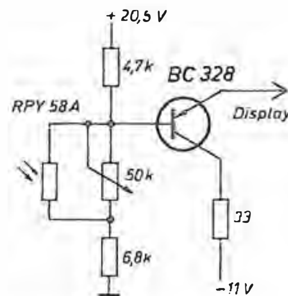


tazione digitale (a cifre) del tempo. Affinché la lettura dell'ora sia sempre agevole, tanto in ambiente buio che illuminato, è incluso il dispositivo di cui allo schema a fianco; con esso viene controllata la luminosità delle cifre (diodi LED) in relazione alla luce ambiente captata dal fotoresistore RPY 58A. In questi tipi di ricevitori (con orologio) per far sì che l'eventuale interruzione della corrente di rete non provochi l'arresto del funzionamento dell'orologio, è sempre presente una batteria (9 volt, in questo caso); si includono poi automatismi per l'accensione a tempo predeterminato, per la ripetizione del segnale di sveglia, ecc.

Una delle ultime innovazioni consiste nell'abbinamento dei procedimenti basati sulla tecnica digitale con le operazioni di comando che un ricevitore richiede. Una tecnologia così sofisticata, dati i suoi costi, è valida ovviamente solo per ricevitori professionali.

Si può osservare in **figura 8 AB** un apparecchio che adotta questa nuova tecnica. Con esso l'operatore dispone di mezzi che permettono lo svolgimento delle abituali operazioni in tempi estremamente brevi: la sintonizzazione su di una data frequenza può essere effettuata compilando il suo valore numerico in chilohertz con i pulsanti numerici frontali, ciò che fa anche apparire il valore in MHz con rappresentazione luminosa a mezzo diodi LED. Si possono « memorizzare » (con microprocessore, a parte) 16 canali e relativo tipo di ricezione, larghezza di banda, grado di azione dell'A.G.C. L'apparecchio ha un controllo automatico della frequenza (C.A.F.) accordata, un controllo automatico del guadagno (A.G.C.) con costante di tempo, a scelta, pari a zero o a 200 ms, 2 s e 10 s.

La sintonizzazione oltre che con pulsanti può essere eseguita con manopola che può agire con due rapporti di velocità (approssimata e fine). Gli incrementi che la sintonizzazione provoca sono di 10 Hz o 1 000 Hz. Diverse funzioni sono correlate: ad esempio, la scelta di ricezione CW (telegrafia) comporta automaticamente il passaggio ad una larghezza di banda appropriata: le larghezze di banda possono essere scelte con 5 posizioni su valori da 8 kHz a 100 Hz. Lo spettro coperto va da 10 kHz a 30 MHz con « salti » di 10 Hz, come si è già detto, ed il tipo di ricezione viene scelto per l'AM, la CW, la SSB, la USB, l'LSB: per esplorare tutta la gamma possono essere sufficienti 10 ms.



Il dispositivo di autoregolazione della luminosità incorporato nel ricevitore di cui alla figura precedente si basa sull'alimentazione dei diodi LED fatta tramite il transistore BC 328. Alla sua base si determina, col potenziometro, il livello adeguato: esso viene poi variato nel giusto senso dall'azione dell'RPY 58 A colpito dalla luce.



Fig. 8 AB - Ricevitore professionale per telecomunicazioni adottante le tecniche di elaborazione digitale (circuiti logici) per l'esecuzione delle diverse operazioni, l'indicazione della frequenza d'accordo e l'eventuale programmazione. Costa quasi dodici milioni di lire.

Il "front - end„

Con la definizione « front-end » si suole intendere l'assieme di organi e componenti preposti, circuitalmente, all'entrata di un dispositivo elettronico, nel nostro caso, il ricevitore. Non vi è un termine corrispondente nella nostra lingua, ed è per questo che abbiamo fatto ricorso a questa definizione, universalmente nota, del resto, nell'ambito dei tecnici.

Dal momento che il procedimento della ricezione ha inizio a partire dal segnale che il mezzo captatore (antenna) mette a disposizione, nel « front-end » di un apparecchio incontreremo per prima cosa un adattamento di caratteristiche tra quelle proprie dell'antenna impiegata e quelle del primo dispositivo d'amplificazione (valvola o transistore); in altri termini, un trasformatore a radiofrequenza. E, dal momento che quanto interessa è anche la possibilità di porsi nelle migliori condizioni in relazione alla frequenza (onda) desiderata, avremo più trasformatori (da sostituire l'un l'altro nel cambiamento di banda) non solo, ma avremo anche — sempre — una possibilità di accordo (sintonizzazione) sulle singole emittenti.

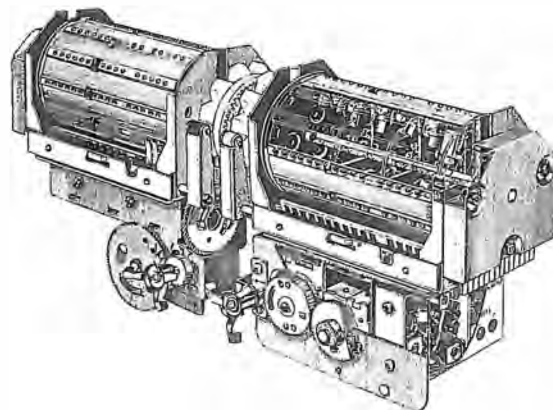


Fig. 9 AB - Nel ricevitore semiprofessionale riprodotto a pagina 3 ab è montato questo blocco a doppio tamburo recante tutte le induttanze per le varie gamme ed i circuiti critici del « front-end »: è comandato da un motore. Evidentemente è una soluzione che fa capo a una meccanica di precisione.

Vi sono sistemi diversi per raggiungere i due obiettivi principali ora enunciati. Uno di questi — tra i migliori — consiste nel collocare le bobine costituenti i diversi trasformatori all'interno di un tamburo e far ruotare — con comando a scatto — quest'ultimo, in maniera da porre in circuito (contatto) le induttanze del caso.

Un dispositivo del genere è quello visibile in **figura 9 AB** che rappresenta tutto il blocco d'entrata (e di oscillazione locale) del ricevitore illustrato in figura 6 AB.

I punti terminali di ciascuna serie di bobine fanno capo alle borchie allineate a strisce, come si può vedere in figura, e solo ciascuna serie per volta con la rotazione va ad inserirsi nel circuito ove incontra — stabilmente connessi — gli altri componenti ed in particolare le sezioni del condensatore variabile di accordo.

Dal punto di vista elettrico si tratta certamente della soluzione migliore perché le bobine non interessate alla gamma che si vuol ricevere so-

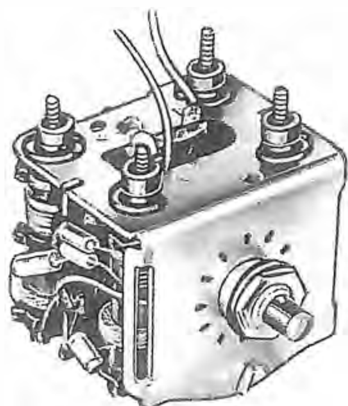
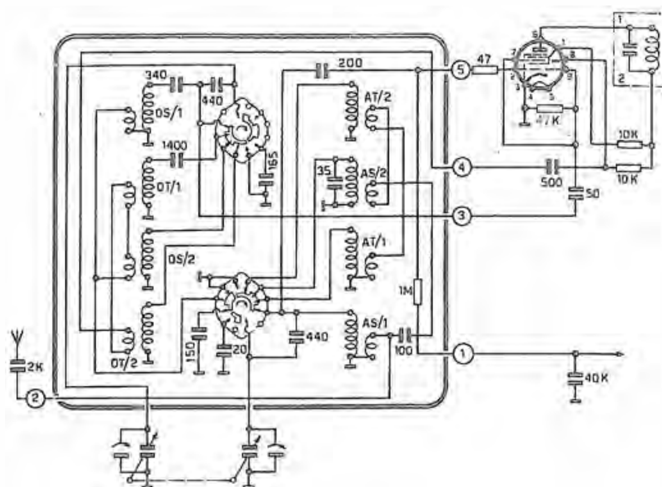
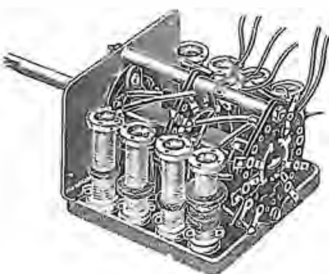


Fig. 10 AB - Il « Gruppo per A.F. » è stato costruito per lungo tempo secondo una tecnica di montaggio che vedeva tutto lo sviluppo realizzativo attorno ad un commutatore multiplo, con vantaggio di compattezza, conseguente semplificazione di taratura ed uniformità di risultati. Si può osservare lo schema elettrico di uno di questi « Gruppi »: i circuiti sono quelli della sezione d'entrata e dell'oscillatore locale (valvola multipla).



no del tutto fuori causa e non possono in alcun modo influire con capacità residua, assorbimento, risonanze spurie, ecc. sul circuito accordato. Dal punto di vista realizzativo, meccanico, è la soluzione più complessa ed onerosa: si comprende che necessità un blocco meccanico di struttura assai robusta, soggetto a sollecitazioni ripetute, richiedente meccanismi di demoltiplica (ingranaggi) e di scatto di un certo impegno per precisione e durata. Infatti a soluzioni di questo tipo si ricorre solo quando il ricevitore è un « professionale » o, quanto meno (come quello citato) un « semiprofessionale ». In questi casi le gamme sono sempre numerose, su frequenze alte, ed il costo della realizzazione non è tra gli elementi determinanti.



Lo stesso problema (cambio gamme) ha trovato, per gli apparecchi di corrente produzione, una soluzione, standardizzata come sistema, nei « Gruppi per Alta Frequenza » che i diversi fabbricanti impiegano nelle esecuzioni con varianti dipendenti dal tipo di apparecchio. Vediamo in **figura 10 AB**, due « Gruppi » tipici, realizzati per la ricezione di 4 o 5 gamme di O. Medie e di O. Corte: si può notare come tutta la struttura sia elaborata attorno ad un commutatore doppio, a più posizioni. Le bobine sono suscettibili di variazione nel loro valore induttivo (per taratura) grazie ad un nucleo che, con comando semifisso a vite viene introdotto più o meno all'interno; per la taratura si interviene ulteriormente mediante i compensatori che entrambe le sezioni del condensatore variabile presentano.

La **figura 11 AB** riproduce un Gruppo sintonizzatore che, sebbene sia di costruzione economica, soddisfa le esigenze d'impiego di un ricevitore semiprofessionale destinato alle sole Onde Corte e, più esattamente, alla sintonizzazione unicamente delle gamme dilettantistiche dei 10, 11, 15, 20, 40 e 80 metri. L'inserzione in circuito è affidata anche qui ad un commutatore multiplo ma l'assieme è assai più elaborato rispetto a quanto visto nella figura precedente.

Infatti, è presente uno stadio di amplificazione di Alta Frequenza, una sezione per l'oscillazione locale ed un'altra sezione per la miscelazione. Caratterizza questo Gruppo l'incorporamento dello zoccolo delle tre diverse valvole e, di conseguenza, di una parte dei resistori e dei condensatori relativi. Il blocco meccanico, unico, è opportunamente suddiviso in tre settori da divisori schermanti: tutte le gamme sono tarabili singolarmente dal lato di una targa (vedi figura) recante le indicazioni che si riferiscono alle bobine ed ai compensatori di capacità.

Grazie alla presenza dello stadio di amplificazione si ha un rapporto alto tra frequenza immagine e frequenza del segnale utile che si traduce, ovviamente, in alta selettività.

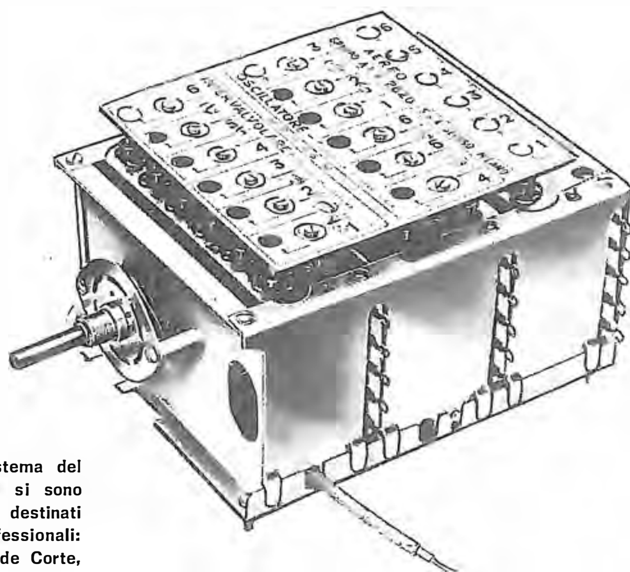


Fig. 11 AB - Col sistema del commutatore compatto si sono costruiti anche Gruppi destinati ad impieghi semiprofessionali: questo è per sole Onde Corte, bande radioamatori. Realizzati per l'uso con le valvole, questi tipi incorporavano le stesse, onde evitare lunghi conduttori di collegamento. L'ingombro, per quanto contenuto, era notevole.

L'oscillazione locale è generata da un triodo che è abbinato ad un altro triodo: quest'ultimo funge da separatore elettronico conferendo all'assieme doti di elevata stabilità di sintonia e assenza di deriva di frequenza.

L'impego dei semiconduttori

La particolarità dei transistori bipolari consistente nella caratterizzazione di una bassa impedenza non ne favorisce l'impiego nei circuiti destinati all'amplificazione d'alta frequenza. A porre rimedio a questo aspetto negativo si è

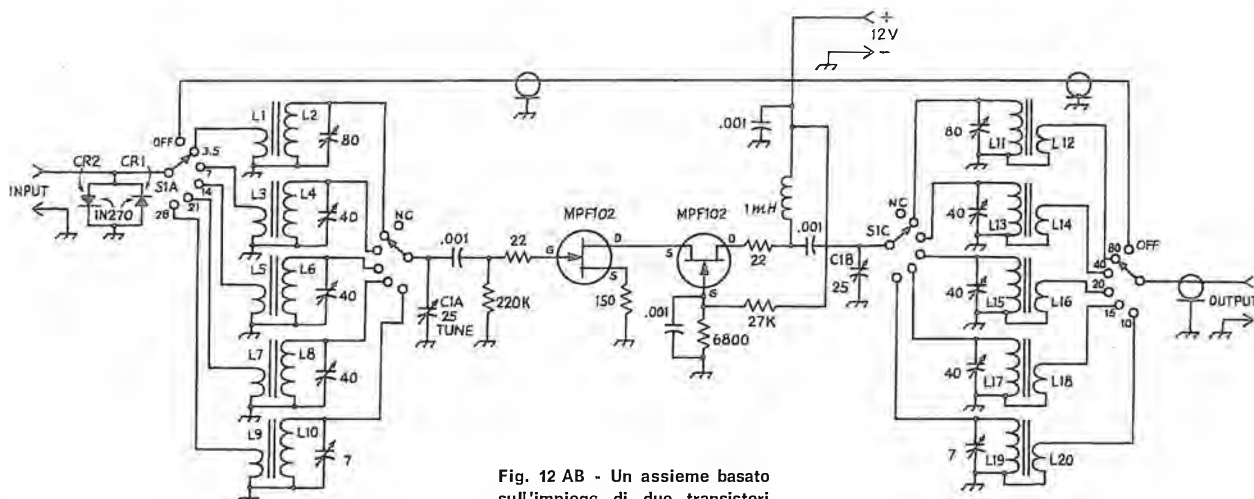


Fig. 12 AB - Un assieme basato sull'impiego di due transistori del tipo FET che seleziona (ed amplifica) i segnali di 5 bande d'amatori: offre un buon guadagno ed ha ottima stabilità nonché basso rumore prodotto dal movimento delle cariche. Prende il nome corrente di « Preselettore » e va posto tra l'antenna ed il ricevitore: il commutatore multiplo prevede, in posizione « OFF » l'esclusione del dispositivo ed il collegamento diretto antenna-ricevitore.

giunti ricorrendo agli unipolari — lo abbiamo visto — noti come transistori a effetto di campo o FET. Con essi si possono progettare e costruire stadi equivalenti nei risultati a quelli ottenibili dalle valvole, per frequenze d'impiego che possono elevarsi sino a 150 MHz.

Un esempio significativo è visibile in **figura 12 AB**: si tratta di due stadi di amplificazione che, come « front-end », sono da considerare nell'impiego tra l'antenna (IN) e l'entrata dell'apparecchio (OUT). Se il tutto entra a far parte di un ricevitore in fase di progetto, l'uscita è accoppiata allo stadio convertitore: il condensatore di sintonizzazione allora, oltre ad essere monocomando per C1A e C1B lo è anche per il circuito dell'oscillatore.

Attualmente è disponibile un composto ferroso per frequenze anche relativamente alte, che usato come nucleo dei trasformatori ne aumenta il rendimento e ne consente una riduzione d'ingombro: utilizzandolo — tra l'altro nella forma ad anello, onde rendere possibile avvolgimenti toroidali — si può costruire un Gruppo che, incorporando i transistori risulta di dimensioni notevolmente inferiori a quelle, ad esempio, del tipo illustrato alla figura precedente che è, in quanto a funzioni, un equivalente.

Esigenze particolari - Esempi

Se il ricevitore non richiede, come quelli sinora presi in considerazione, numerose commutazioni di gamma (o di banda) si preferisce, oggi, attuare le commutazioni stesse mediante l'azione di diodi; il sistema, del resto, si sta generalizzando anche laddove le commutazioni sono molteplici. I vantaggi sono intuitivi: possibilità di comando della commutazione con semplice pulsante (che avvia una tensione continua di polarizzazione) posto ove più aggrada; minore ingombro; assenza di usura meccanica, sicurezza dell'intervento, ecc.

Ecco, in **figura 13 AB**, il « front-end » di un ricevitore per auto. Secondo questo schema anche l'accordo è operato con diodo (varicap) e, dal momento che viene usato un diodo (BA 163) la cui variazione di capacità non è tale da coprire l'intera gamma delle Onde Medie per le quali l'apparecchio è progettato, si è suddivisa tale gamma in due zone che dipendono, per la scelta, dall'azione del diodo di commutazione (BA 243): quando interessa il primo settore (510... 980 kHz) il diodo BA 243 viene polarizzato in senso inverso; in caso contrario risulta sintonizzata la zona 950... 1 610 kHz. Questa suddivisione, che impiegando un diodo a variazione di capacità più ampia (ad esempio, BB 113) può essere evitata, non è del tutto sconsigliabile nell'autoradio, traducendosi in una più comoda attuazione dell'accordo. Si noti che nell'apparecchio, come si sa, non si tratta del solo accordo di questo primo diodo ma — come per i condensatori variabili — vi sono gli altri circuiti della supereterodina da sintonizzare, tutti contemporaneamente (monocomando). Per questo fatto i diodi di sintonizzazione sono costruiti anche riuniti a gruppi di tre, equalizzati tra loro con errore che può essere solamente del ± 1,5 %, quindi più che sufficienti per le necessarie tolleranze della messa in passo.

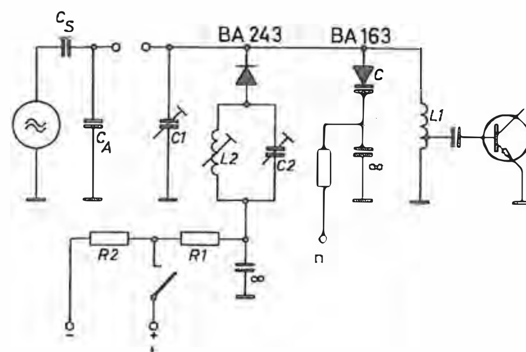


Fig. 13 AB - Circuito per « front-end » di autoradio (O. Medie) nel quale si è tenuto conto dell'alta capacità residua che l'antenna in questo impiego, introduce: la messa a punto del valore viene fatta a mezzo di C1. La tensione « t » allorché è avviata con la chiusura dell'interruttore, rende conduttore il BA 243 sì da inserire nel circuito risonante di C/L1 anche C2/L2. Ad « n » viene avviata la tensione di sintonizzazione.

Un altro vantaggio di primaria importanza introdotto con l'impiego dei diodi d'accordo è quello della conseguente abolizione dei meccanismi di trazione, demoltiplica, ecc. richiesti dai condensatori variabili multipli. Si è passati a di-

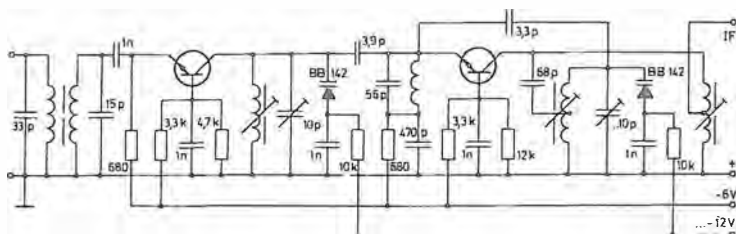


Fig. 14 AB - Circuito per « front-end » di ricevitore a modulazione di frequenza. I due diodi varicap solitamente vengono forniti selezionati in modo da presentare caratteristiche molto simili: ciò semplifica l'allineamento e rende possibile una loro alimentazione con tensione collettiva. Il secondo transistore agisce da miscelatore per cui ad « IF » è disponibile il segnale in Media Frequenza.

spositivi potenziometrici che possono essere usati sia per una sintonizzazione continua (potenziometri a più giri di rotazione dell'albero) sia per sintonizzazione programmata (semifissi), detta anche « a memoria », molto usata attualmente nei televisori.

Il « front-end » degli apparecchi destinati alla modulazione di frequenza (e perciò funzionanti su frequenze alte = VHF) usufruisce pienamente dei vantaggi dei diodi varicap; si veda l'assieme di **figura 14 AB** che costituisce un sintonizzatore (« tuner ») completo. Esso è composto da un circuito d'entrata a larga banda, da

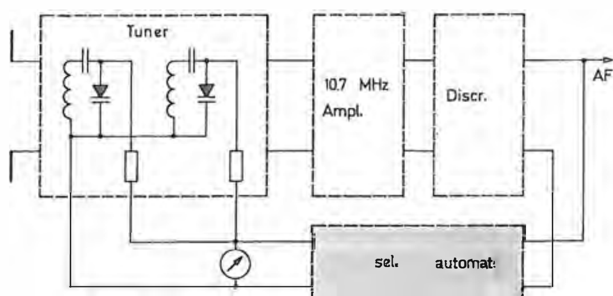


Fig. 15 AB - Per la ricerca automatica delle stazioni si può predisporre un circuito basato sulla generazione di una tensione di sintonizzazione per i diodi varicap, gradualmente crescente (a dente di sega). La presenza di una portante, segnalata dal discriminatore, arresta la ricerca, vale a dire l'aumento della tensione continua generata.

un pre-stadio, da un circuito intermedio sintonizzato e da un miscelatore autoscillante. I transistori funzionano secondo l'inserzione a base comune: il pre-stadio non è soggetto all'azione di controllo automatico di guadagno per motivi di semplificazione del circuito.

I circuiti sintonizzati, a risonanza in parallelo, agiscono come segue: la tensione di sintonizzazione è avviata al diodo tramite l'induttanza e la resistenza da 10 kΩ; collegata in serie al diodo viene posta una capacità fissa (1 n) che chiude il circuito ai fini dell'alternata (segnale) ma lo interrompe per la continua isolando l'anodo del BB 142 dalla bobina e, di conseguenza, dal positivo dell'alimentazione.

La gamma di ricezione è relativamente ristretta: per questo fatto la messa in passo può essere basata solo su due punti di frequenza. Di conseguenza, le capacità in serie dei circuiti accordati possono essere di valore alto, come si è visto, ed allora le resistenze in serie attraverso le quali viene applicata la tensione di sintonizzazione per i diodi non introducono ulteriorei attenuazione nel circuito. Il fattore di merito (Q) dei circuiti risonanti è di circa 150.

Dal momento che, come si è già accennato, i diodi capacitivi sono forniti appaiati, è sufficiente un bilanciamento dei circuiti LC del tipo di quello usato correntemente con i condensatori variabili; non si rende necessaria la scelta di una tensione singola per ciascun diodo.

È più che evidente il vantaggio che può derivare ad un apparecchio per FM se non ci si limita alla sintonizzazione elettronica ma si abbina la stessa con una ricerca elettronica delle stazioni, un traguardo già altrimenti tentato, ma raggiunto solo a spese della complicazione derivante dall'impiego di un motorino.

Una soluzione elaborata già da diversi anni, ma tuttora valida, è quella che si può osservare nello schema a blocchi di **figura 15 AB.**

Il sistema incorpora un generatore di tensione a dente di sega che usa un particolare tipo di diodo a quattro strati. Lo sviluppo schematico è quello di **figura 16 A**.

La corrente di carica del condensatore da 250 μF crea, ai capi della resistenza di base (470 ohm) del primo transistore BC 251 A, una tensione sufficiente a che tale transistore conduca. Il secondo BC 251 A, collegato al collettore del primo sarà, di conseguenza, bloccato.

All'elettrodo negativo della capacità di carica è connesso il collettore del transistore BC 256 A, controllato dal discriminatore del ricevitore (settore in alto, a destra).

L'emettitore di questo BC 256 A è collegato

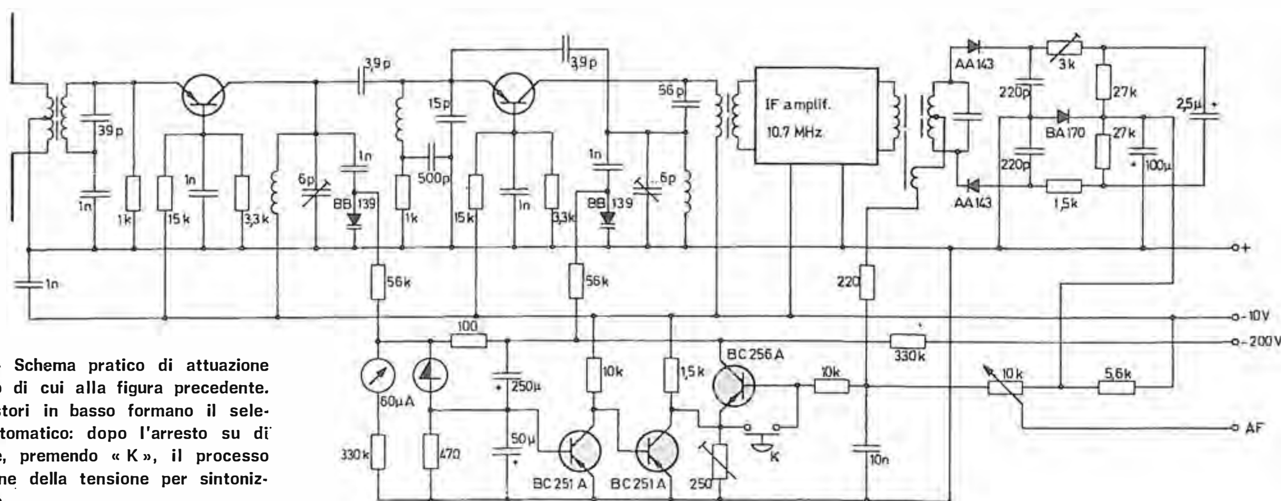


Fig. 16 AB - Schema pratico di attuazione del principio di cui alla figura precedente. I tre transistori in basso formano il selezionatore automatico: dopo l'arresto su di una portante, premendo « K », il processo di generazione della tensione per sintonizzare riprende.

ad un divisore di potenziale per mezzo del quale si può predisporre la tensione di controllo, vale a dire la sensibilità del circuito.

Se il sintonizzatore è accordato su di una emittente con segnale sufficientemente elevato, la carica del condensatore da 250 μF viene interrotta; con ciò viene tolta la polarizzazione al primo BC 251 A mentre va ad inserirsi il secondo BC 251 A. La resistenza variabile da 250 ohm risulta essere, così, cortocircuitata tramite il percorso collettore-emettitore di questo transistore e l'emettitore del BC 256 A diventa positivo: per restare in conduzione gli basta, di conseguenza, soltanto una leggera tensione di base.

Per mantenere la tensione quanto più bassa possibile ed aumentare la selettività dell'assieme, il potenziale basico del circuito discriminatore è stato elevato di alcune centinaia di millivolt ottenuti a mezzo del diodo BA 170 polarizzato nel senso di conduzione. In questo modo, l'accordo durante l'aggancio di una stazione viene automaticamente corretto, con precisione sufficiente, per la frequenza di incrocio propria delle caratteristiche del discriminatore.

Questa disposizione circuitale pertanto agisce anche come controllo automatico di frequenza di precisione, tanto che gli effetti della temperatura e le variazioni di tensione di alimentazione risultano largamente compensate.

Se si vuole captare un'altra stazione si preme per breve tempo su K: per tale fatto il controllo dovuto alla tensione della capacità viene interrotto e la tensione può nuovamente crescere sino a che la nuova stazione viene agganciata.

Per ultimo presenteremo, brevemente, un sintonizzatore per FM progettato secondo un criterio più attuale. Il circuito (**figura 17 AB**) è stato elaborato tenendo presente una bassa tensione di accordo (7 volt) che permette pertanto a questo assieme di essere prescelto per ricevitori portatili alimentati a batteria di 12 volt.

La tensione per questo settore dell'apparecchio è stabilizzata sul valore di 7 volt e pertanto si può sintonizzare correttamente anche se la batteria è scesa sino a 7,1 volt.

Anche qui, come nello schema precedente, si ha un circuito d'entrata a larga banda, ed anche qui il circuito intermedio e quello d'oscillazione sono accordati mediante diodi varicap (tipo BB 142). Il fatto che l'oscillatore sia separato assicura un buon comportamento anche in presenza di segnali molto forti.

Il transistore preamplificatore funziona, come si vede, in circuito a base comune mentre si è ritenuta più vantaggiosa la configurazione ad emettitore comune per il transistore miscelatore: infatti, si ottiene, così, un maggiore guadagno di miscelazione e minor numero di armoniche che non nel caso di base comune.

Il diodo 1 N 4148 inserito nel circuito di sintonizzazione provvede ad una compensazione nei riguardi della temperatura. È una compensazione molto utile per mantenere costante l'accordo in considerazione di quanto segue.

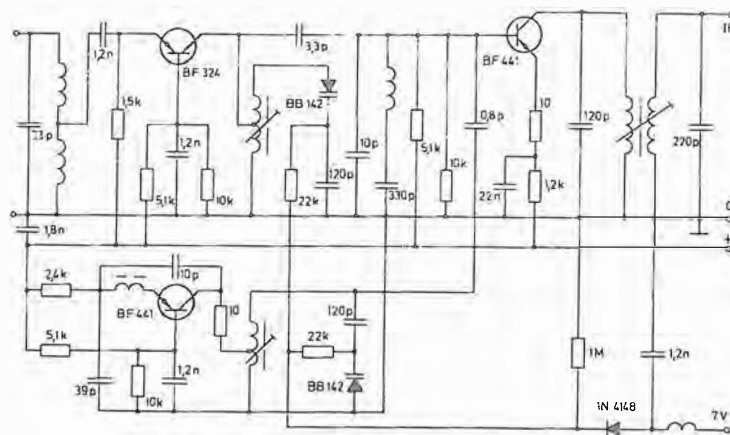


Fig. 17 AB - Questo « front-end », per ricezione F.M., si distingue per la bassa tensione richiesta ai fini della sintonizzazione (7 volt) nonché per la presenza di un diodo in serie ai 7 volt, il cui effetto è quello di compensare l'aumento di capacità che il crescere della temperatura provoca nei diodi varicap.

La capacità di un diodo varicap è influenzata dalla temperatura alla giunzione; la tensione di diffusione, che determina il valore capacitivo, cade con l'aumentare della temperatura, di circa 2 mV/°C, ciò che significa che la capacità del diodo cresce al salire della temperatura.

Nel circuito risonante comprendente il diodo, la tensione avviata per l'accordo determina una temperatura diversa a seconda del suo valore: occorre compensare la diversa caduta che il crescere della temperatura provoca, con un aumento eguale della tensione avviata: questo aumento, che è di 2 mV/°C, come accennato, si ottiene qui includendo il diodo 1 N 4148 che, polarizzato nel senso di conduzione varia alla temperatura di — 2 mV/°C, cioè in senso compensativo.

Banda passante e interferenze

Si è testé visto quali siano i compiti affidati a quella sezione « iniziale » del ricevitore che va sotto il nome di « front-end ». Occorre ora, in proposito, ritornare su di un concetto ed una caratteristica che, pur non essendo del tutto nuovi al lettore, è qui necessario richiamare perché rappresentano un fattore quanto mai determinante delle caratteristiche di progetto di un apparecchio o di un sistema di telecomunicazioni: intendiamo riferirci alla « banda passante ».

Qualsiasi radioricevitore, indipendentemente dal tipo di modulazione dei segnali che è destinato a ricevere, possiede un determinato valore di banda passante (**figura 18 AB**) entro i limiti della quale è possibile la ricezione dei segnali. Entro tale gamma prestabilita, il ricevitore riproduce i segnali presenti all'uscita del particolare tipo di rivelatore per il quale è stato progettato.

Un ricevitore per modulazione di ampiezza deve essere in grado di consentire il passaggio di tutte le frequenze associate alle bande laterali del segnale ricevuto, oltre che naturalmente la frequenza portante.

Se il segnale da ricevere reca una modulazione audio nello spettro delle frequenze vocali, il

ricevitore dovrà possedere una banda passante con una ampiezza almeno doppia della più alta frequenza vocale trasmessa.

Per una buona trasmissione di frequenze audio nello spettro vocale è sufficiente normalmente una frequenza massima di 3 kHz, per cui la banda passante di un ricevitore per modulazione di ampiezza destinato alla riproduzione di segnali recanti una modulazione vocale dovrà avere una ampiezza minima di almeno 6 kHz.

Nel caso di un ricevitore per modulazione di frequenza, invece, la banda passante deve essere sufficiente per consentire almeno il trasferimento della massima deviazione di frequenza più le bande laterali del segnale.

In un ricevitore che possieda una data banda passante, qualsiasi segnale spurio o indesiderato che venga a cadere entro i limiti della banda passante darà luogo ad un fenomeno di **interferenza** nei confronti del segnale desiderato.

D'altra parte non esiste, in pratica, alcun ricevitore che possieda una banda passante con una ampiezza appena sufficiente per trasferire i segnali desiderati e che possa evitare responsi spuri al di fuori di detti limiti.

Se il segnale estraneo che interferisce con quello desiderato si trova nel medesimo « canale » di ricezione, si manifesta la così detta interferenza di sovrapposizione, mentre invece se l'interferenza si origina alle estremità del canale interessato si determina una interferenza con il canale adiacente.

Il ricevitore, inoltre, può presentare dei responsi spuri anche su frequenze diverse da quelle sulle quali è sintonizzato, a seguito di una insufficiente reiezione delle frequenze indesiderate da parte del primo stadio di Alta Frequenza.

Entro i limiti di banda passante di un ricevitore per modulazione di ampiezza, la presenza di qualsiasi banda laterale indesiderata equivale ad una modulazione spuria e come tale viene amplificata e rivelata dall'apparecchio, proprio come il segnale desiderato.

Di conseguenza, indipendentemente dal progetto del ricevitore, tali segnali indesiderati danno luogo ad un segnale di uscita nell'altoparlante.

Il comportamento di un apparecchio ricevente in presenza di fenomeni interferenti può essere analizzato ponendolo in relazione con l'ampiezza totale della banda passante, e naturalmente i risultati cui si perviene nel caso di un ricevitore adatto per modulazione di ampiezza differiscono da quelli relativi ad un apparecchio per F.M.

Per approfondire cosa capiti quando due segnali differenti si combinano entro i limiti di banda passante di un qualsiasi tipo di radioricevitore, prenderemo brevemente in considerazione il diagramma vettoriale illustrato in **figura 19 AB**.

In questo diagramma la portante indesiderata è rappresentata dal vettore individuato dalla notazione E_i il quale non è immobile, ma — poiché rappresenta un'onda sinusoidale — è un vettore rotante con una velocità ben definita stabilita dal valore della frequenza.

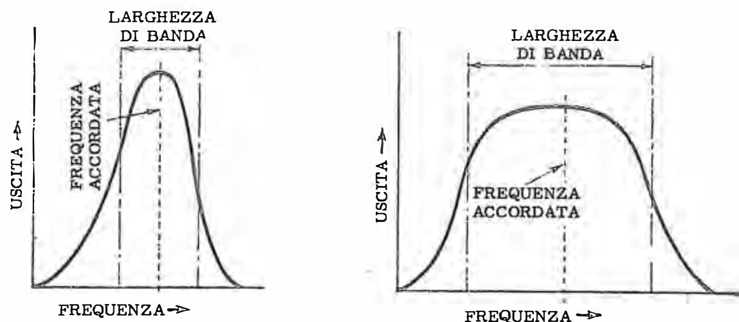


Fig. 18 AB - Tutta la sezione d'entrata di un ricevitore, nell'assieme, presenta un andamento nei riguardi della frequenza che manifesta la larghezza di banda utile; in essa è contenuta l'informazione (modulazione). La larghezza di banda necessaria (attorno alla frequenza centrale) dipende dal tipo di emissione.

Ammettiamo ora che il segnale rappresentato da detto vettore si combini, o meglio interferisca con la portante desiderata, E_c, la quale possiede una frequenza leggermente differente da quella relativa alla portante interferente E_i.

Sebbene entrambi i vettori siano rotanti, si ammetta che E_c sia ancora immobile mentre E_i ruota a velocità eguale alla differenza fra la sua frequenza naturale e quella della portante desiderata.

Dato che le due portanti si sommano nel ricevitore, il vettore risultante (individuato da E_r) possiede una frequenza eguale alla differenza fra le due portanti. Inoltre la sua fase, **a**, si modifica continuamente con la rotazione delle portanti, per cui la risultante è modulata in fase.

Poiché la frequenza differenza fra i due segnali è stata ammessa piccola, il vettore si modifica in lunghezza conseguentemente alle variazioni degli angoli relativi alle proprie componenti. Ne segue che esso risulta anche modulato in ampiezza alla frequenza differenza.

La risultante singola interferenza prodottasi fra due portanti non modulate è dunque modulata sia in ampiezza che in fase.

Poiché come è ormai noto, la modulazione di fase e di frequenza differiscono assai poco l'una dall'altra, il segnale di interferenza può essere considerato come modulato in frequenza.

Tale modulazione opposta dovuta al « battimento » delle due portanti prende il nome di « oscillazione di battimento ».

Quando tale oscillazione di battimento viene ricevuta, essa dà luogo a segnali spuri che va-

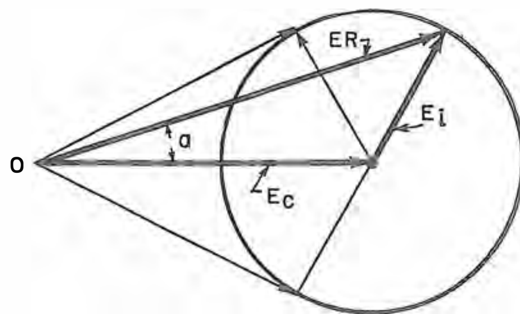


Fig. 19 AB - Se E_i, tensione di disturbo, interferisce con E_c, tensione che si vuol ricevere e le due frequenze sono leggermente diverse, ad un dato momento le portanti si sommano vettorialmente e danno luogo ad E_R (somma vettoriale) che è una nuova frequenza ed è detta di « battimento ». Questo nuovo segnale risulta modulato (anche se le portanti non lo sono) sia d'ampiezza che di fase.

riano sia in frequenza che in ampiezza, manifestandosi dunque all'uscita del ricevitore sia che esso sia adatto per modulazione di ampiezza che di frequenza.

Nel circuito di uscita del rivelatore sono inoltre presenti i multipli semplici dell'oscillazione di battimento fondamentale.

Se una delle due portanti interferenti è modulata in ampiezza, l'interferenza risultante varia al ritmo della frequenza modulante.

Se poi entrambe le portanti sono modulate, la risultante oscillazione di battimento risulta profondamente modulata in ampiezza anche se l'intensità della portante interferente è una piccola frazione dell'intensità della portante desiderata.

Il "rumore"

Anche il fattore « rumore » è, ovviamente, un elemento di estrema importanza nella valutazione delle caratteristiche di un ricevitore. Col termine di rumore, genericamente inteso, si comprende un assieme di tipi diversi di rumore, la fonte di alcuni dei quali risiede appunto nel ricevitore, quella d'altri nell'ambiente o campo elettromagnetico circostante **(figura 20 AB)** e quella d'altri ancora, nell'etere. Perciò, esaminando l'apparecchio ricevente nelle sue caratteristiche, è il suo rumore intrinseco che per primo è da considerare: esso è un rumore che, in effetti, si aggiunge a quello presente per altri motivi.

Sappiamo che, nei conduttori, lo spostamento degli elettroni che costituiscono il flusso di corrente avviene secondo percorsi erratici e casuali. Questo spostamento casuale (in un conduttore, in un semiconduttore o in un fascio elettronico nel vuoto) dà origine ad un rumore che appare sotto forma di piccole fluttuazioni di tensione ai capi della resistenza del conduttore stesso.

Tali variazioni casuali di tensione sono dette « rumore di fluttuazione ».

Il rumore di fluttuazione non ha una forma d'onda o una frequenza definita. Ne può, però, essere predetta l'ampiezza media a tutte le varie frequenze (spettro di rumore). E dal momento che il rumore si distribuisce uniformemente lungo tutta la gamma di frequenza, il suo ammontare medio dipende dalla larghezza di banda.

L'entità di rumore di fluttuazione presente determina il valore minimo di segnale utilizzabile. La tensione di quest'ultimo deve essere considerevolmente più alta della tensione di rumore allo scopo di consentire una buona demodulazione.

Un corpo (qualsiasi sostanza fisica) presenta all'esterno una sua temperatura: questa è la risultante della velocità media del movimento delle sue molecole; esse sono sempre in violento movimento.

Il moto degli elettroni — che è conseguente alla citata temperatura — produce un rumore « termico » ai capi di un qualsiasi conduttore che, se pur tale, presenta tuttavia sempre, una resistenza a detto moto elettronico.

Per la legge di Ohm ($V = I \times R$), più grande è il valore di detta resistenza, maggiore è la tensione (di rumore) sviluppata. Pertanto, poiché il moto degli elettroni aumenta con l'aumentare della temperatura (esso è nullo solo allo zero assoluto, pari a — 273 °C), analogamente, all'aumentare della temperatura cresce il rumore termico.

Anche l'effetto del rumore termico (che è, invero, un particolare rumore di fluttuazione) dipende dalla larghezza di banda del circuito che lo produce. Così, per diminuire tale rumore il primo provvedimento consiste nel ridurre la banda passante per quanto lo consenta l'intelligibilità del segnale.

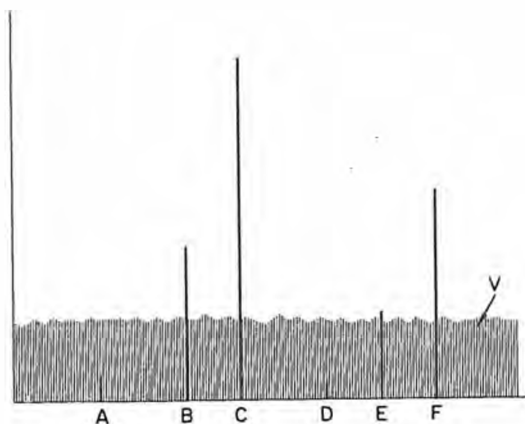


Fig. 20 AB - Se il radio segnale non sovrasta « V » (livello di rumore) non vi è intellegibilità (caso A e D); nel caso E, seppure con difficoltà si può comunicare, ma unicamente con segnali Morse. Nei casi B ed F la ricezione riesce ancora difficoltosa per le onde modulate mentre in C si ha la ricezione ottima della modulazione d'ampiezza: il segnale è di ampiezza quadrupla della tensione di rumore.

Stabilità e oscillatore locale

Il grado col quale un ricevitore si mantiene in sintonia con la stazione captata indica la sua caratteristica di stabilità.

Affinché le condizioni predisposte con la manovra dell'accordo non vengano mutate da fattori estranei è evidente la necessità di una stabilità d'ordine meccanico riferita a determinati circuiti ed organi, ed in particolar modo d'ordine elettrico, riferita anch'essa agli stessi circuiti e componenti.

Il circuito oscillante che più d'ogni altro provoca inconvenienti se non è sufficientemente stabile, risulta essere — è superfluo dirlo — quello dell'oscillatore locale, circuito che, come è ben noto, sta alla base del principio supereterodina (conversione di frequenza).

Se per motivi diversi, non escluse le condizioni intrinseche di funzionamento, si verifica una variazione di temperatura nei componenti il circuito oscillatorio dal quale dipende la frequenza localmente generata, la condizione di risonanza non corrisponde più a quella voluta e necessaria. Infatti, condensatori e resistenze per effetto della mutata temperatura tendono a variare, sia pure di poco, il loro valore: in questo caso X_L non corrisponde più ad X_C secondo le esigenze,

ma la condizione di risonanza si sposta su di una frequenza prossima. Se si agisce con frequenze alte (ad esempio, onde Corte) l'inconveniente risulta grave.

Supponiamo si sia predisposto l'apparecchio per la ricezione di un'onda di 6 000 kHz; il segnale dell'oscillatore locale sarà di 6 467 kHz (se la Media Frequenza progettata corrisponde al valore standardizzato di 467 kHz). Se per effetto dell'instabilità termica la frequenza dell'oscillatore slitta a 6 468 kHz (cioè a dire, varia di 1 000 Hz) percentualmente per l'oscillatore in sé non è ancora molto (è meno di 2 parti su 10 mila) ma per la Media Frequenza il peso è considerevole; posto che in quel ricevitore si abbia una selettività di canale di 2,5 kHz, la deriva citata, di 1 kHz ha come risultato lo spostamento « fuori canale » di quella stazione.

Non è possibile una stabilità assoluta della frequenza prodotta dall'oscillatore ma — è evidente — requisito dei ricevitori di alta classe è che tale stabilità sia eccellente; un compromesso valido, a questo riguardo, per ricevitori di uso domestico consiste nel prevedere i circuiti di Media Frequenza a banda passante un po' più ampia (minore selettività di Media F.) di quanto sarebbe necessario.

Un altro fattore di notevole importanza per la stabilità di frequenza è la costanza di valore della tensione di alimentazione avviata al dispositivo attivo di oscillazione; di conseguenza, questa tensione viene spesso stabilizzata nei ricevitori di alta qualità.

Oltre alla stabilità di frequenza l'oscillatore locale deve offrire una grande « purezza spettrale » ciò che significa, un segnale d'oscillazione (da iniettare nel mescolatore) a forma perfettamente sinusoidale, non recante oscillazioni spurie, vale a dire, a frequenza diversa da quella richiesta per produrre (col battimento) la Media Frequenza stabilita: queste frequenze spurie creerebbero battimenti con segnali eventualmente presenti come interferenze e si avrebbe un inquinamento della Media Frequenza. Anche la purezza spettrale è una caratteristica propria dei ricevitori di classe e di costo elevato in quanto si può ottenere solo con una complessità di mezzi.

In sostanza questo oscillatore presente nell'apparecchio è un piccolo generatore di radiofrequenza la cui erogazione è nell'ordine dei milliwatt; ben raramente per ottenere una efficiente conversione di frequenza sono necessarie tensioni superiori a qualche volt.

Come vedremo tra breve, gli stadi mescolatori che richiedono maggiore potenza sono quelli a diodo; in essi la tensione richiesta è di alcuni volt che deve svilupparsi ai capi di basse impedenze.

La potenza minima è richiesta, per contro, dai transistori J-FET e MOS-FET nei quali l'impedenza d'ingresso è molto alta; inoltre, data la considerevole loro conduttanza mutua (vale a dire, rendimento) la tensione necessaria è, di norma, non superiore ad 1 volt.

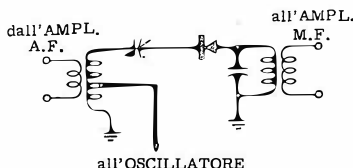


Fig. 21 AB - Un diodo presenta una bassa resistenza diretta ed un'alta resistenza inversa, pertanto esso è essenzialmente un dispositivo non lineare: ciò lo rende idoneo alla mescolazione di due segnali per ricavarne un altro (conversione) di frequenza diversa.

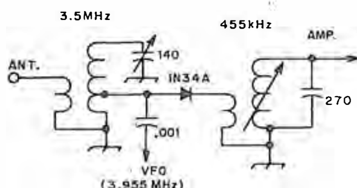


Fig. 22 AB - Il convertitore a diodo è quello che meno risente degli effetti di disturbo delle interferenze, vale a dire della modulazione incrociata e della produzione di frequenze spurie da intermodulazione.

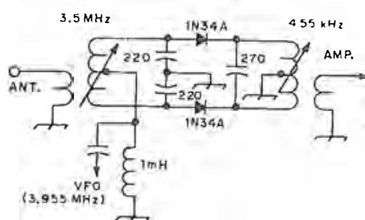


Fig. 23 AB - Se il circuito convertitore a diodo utilizza due diodi così connessi (bilanciati) non appaiono in uscita e cioè vengono soppresse — vantaggiosamente — alcune componenti di segnale, quali la frequenza propria dell'oscillatore e le armoniche pari dei prodotti spuri.

Convertitori di frequenza

Due grandezze alternative (ad esempio, segnale in arrivo e oscillazione locale) sovrapposte in un qualsiasi circuito **non lineare**, vengono mescolate: su ciò si basa, come sappiamo, la conversione di Media Frequenza del ricevitore.

Un **diodo** — ci è noto — è un elemento passivo non lineare: può senz'altro essere utile, perciò (**figura 21 AB**), ai fini della mescolazione.

Naturalmente, qualsiasi transistore o valvola posti in condizioni di funzionamento nel tratto non lineare della loro curva caratteristica sono anch'essi idonei a questa funzione.

Risulta che il diodo sia superiore in questo compito, qualitativamente, ai diversi tipi di transistori perché assai meno saturabile da forti segnali: un esempio schematico di impiego pratico è riprodotto in **figura 22 AB**. Ancora meglio si può fare adottando un montaggio simmetrico (**figura 23 AB**).

Con particolari tipi di diodo (« hot-carrier ») si riesce ad eliminare praticamente qualsiasi dannoso fenomeno di intermodulazione: montandoli in un circuito a ponte si può pervenire all'annullamento degli inconvenienti che un segnale, poniamo, di diverse centinaia di millivolt certamente provocherebbe su di un convertitore diverso, se in arrivo a frequenza prossima, allorché il ricevitore utilizza la sua massima sensibilità; quest'ultima, con il miscelatore a ponte di diodi può permanere — indisturbata — su un regime di 2 μV.

A fronte della citata superiorità qualitativa il diodo presenta l'inconveniente di non apportare alcun guadagno di stadio: non solo, ma provoca addirittura un'attenuazione (da 3 a 10 dB), ciò che vuol dire minore tensione di Media Frequenza a disposizione. È per questo che lo si ritrova (come miscelatore, ben inteso) solamente nei ricevitori professionali e mai in quelli di corrente produzione commerciale.

Al **transistore bipolare** come mescolatore-oscillatore unico si ricorre solo quando prevalgono preponderanti ragioni di economia (ricevitori tascabili, ecc.). Volendo usare comunque i bipolari con risultati sufficientemente buoni è giocoforza adattarne uno in funzione di oscillatore, uno in funzione di miscelatore ed uno in funzione di separatore tra lo stadio d'ingresso e quello di oscillazione.

In mancanza del separatore i segnali in arrivo, se intensi, impediscono — come si è testé detto — la ricezione dei segnali deboli adiacenti. Oltre a ciò si verifica anche, in certi casi, che un segnale forte, non voluto, faccia spostare il punto di lavoro e la polarizzazione del transistore convertitore: quest'ultimo, di conseguenza, si satura e non offre più alcun guadagno di conversione col risultato di rendere ancora più debole un già debole segnale che si voglia ricevere.

Vi è infine, un altro grosso inconveniente nel caso di transistore unico: la ricezione di frequenze alte è caratterizzata dal fenomeno detto di « trascinamento ». L'insufficiente disaccoppiamento fra mescolatore ed oscillatore aumenta, infatti, al crescere della frequenza: la frequenza generata localmente tende a spostarsi dal valore determinato dalle costanti del suo circuito LC anche in conseguenza (oltre che di una stazione forte) delle variazioni della sintonia d'ingresso e ciò quanto più alta è la frequenza, o la banda di frequenza da ricevere.

I **transistori FET**, se pur superiori ai bipolari nelle prestazioni quali convertitori, non consentono, neanch'essi, una buona separazione tra oscillatore locale ed entrata; anche con questi transistori a effetto di campo si rende necessario lo stadio separatore.

I tipi di transistori che decisamente si impongono nella funzione di convertitori sono i **transistori MOS-FET**. Essi hanno una eccellente dinamica e vi sono modelli che conservano le loro favorevoli caratteristiche sino a frequenze di 170 MHz.

Riportiamo, in **figura 24 AB**, lo schema di un miscelatore che adotta un MOS-FET a due porte. Anche se non si impiega stadio separatore, questo montaggio attua — grazie all'alto isolamento tra le due porte — una indipendenza tra i due circuiti che è notevole: non si ha effetto di trascinamento. L'isolamento tra le porte è di alcuni megaohm; la capacità tra di esse è piccolissima, dell'ordine di frazione di picofarad.

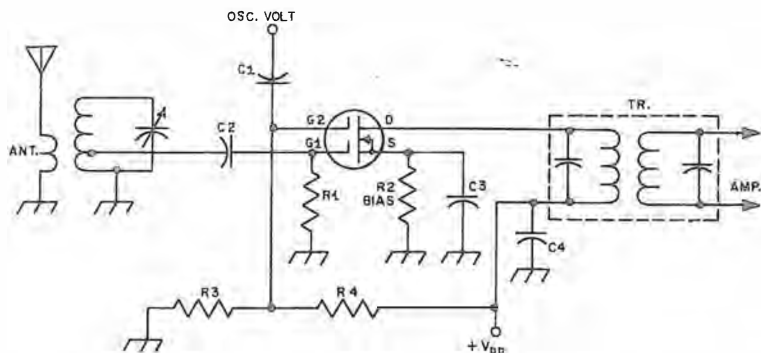


Fig. 24 AB - Convertitore che impiega un transistore MOS-FET a due porte: rappresenta la soluzione più interessante per i diversi pregi. Nei ricevitori più elaborati, il circuito risonante di G1 invece d'essere accoppiato all'antenna riceve il segnale da uno stadio amplificatore d'Alta frequenza.

Gli stadi di Media Frequenza

La grande sensibilità dei ricevitori odierni è conseguente al rilevante grado di amplificazione che si può raggiungere — con difficoltà non eccessive — nel settore di Media Frequenza. La frequenza è unica, fissa, relativamente bassa e valida qualunque sia la stazione da ricevere: da qui la grande agevolazione di un accordo o « taratura » da farsi una volta per sempre. Da qui, anche, stabilità di funzionamento, sempre indipendentemente, per questa elevata amplificazione, dalla frequenza del segnale in arrivo.

Se l'ordine di grandezza (guadagno) del convertitore che precede la Media F. è, ad esempio, di 5, quello della Media F. è dell'ordine di 100 000. Così, moltiplicando 5 per 100 000 si ha che un segnale di 2μV diventa, alla fine della catena, di 1 volt: quanto basta ad un rivelatore per demodulare bene ed estrarre la componente di Bassa Frequenza.

Però, vi sono ricevitori (professionali) la cui sensibilità deve essere tale da poter ricevere segnali di 0,2 μV; in tal caso, pur tenendo presente l'opportuna aggiunta di stadi di amplificazione prima del convertitore — che per la selettività cui sono obbligati non offrono, tuttavia, alcun pratico guadagno — la situazione si presenta analoga, e quindi si richiede dal settore di Media Frequenza un'amplificazione 10 volte maggiore, vale a dire di 1 milione di volte.

Gli elementi attivi dell'amplificazione erano, con le valvole, appositi pentodi (**figura 25 AB**); per sostituire le stesse con transistori bipolari si è dovuto impiegare un maggior numero di stadi, dato il loro rendimento singolo inferiore, e si è dovuto anche ricorrere ad accorgimenti (neutralizzazione) che compensassero l'effetto di innesco di oscillazioni che le capacità interne potevano provocare. La loro bassa impedenza d'entrata e d'uscita portava, infine, ad adattamenti con i circuiti risonanti a mezzo di prese sugli avvolgimenti (**figura 26 AB**).

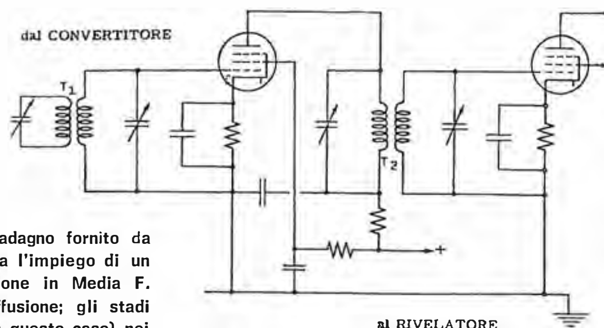


Fig. 25 AB - L'elevato guadagno fornito da appositi pentodi consentiva l'impiego di un solo stadio di amplificazione in Media F. nei ricevitori per radiodiffusione; gli stadi erano invece due (come in questo caso) nei semiprofessionali, ed a volte anche tre nei professionali.

L'avvento dei transistori MOS-FET, che hanno impedenza d'ingresso elevata e capacità interne esigue, ha consentito di eguagliare i risultati dei pentodi.

A questo proposito riportiamo l'esempio di **figura 27 AB** relativa ad uno stadio a transistore MOS-FET valido quanto quello impiegante una valvola pentodo, sia per la stabilità che per il guadagno e la selettività.

L'elettrodo **S** (« Source » o sorgente) è collegato a massa mediante due diodi posti in serie tra loro: la differenza di potenziale totale è di 1,2 volt che risultano polarizzare detto elettrodo.

La porta **G2**, elettrodo di controllo ausiliario, provvede alla regolazione del guadagno di amplificazione in funzione dell'intensità del segnale ed il punto « 1 » è quindi da collegare alla linea dell'AGC. Le capacità fisse hanno la funzione di fugare a massa le componenti a Media Frequenza presenti in S, in G2 e all'estremità alimentazione del primario del trasformatore (secondo) di Media F.

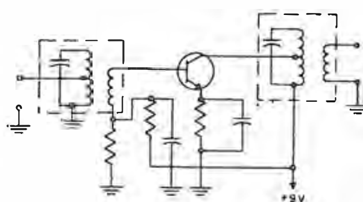
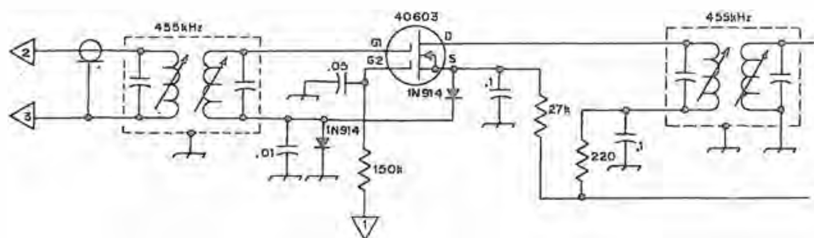


Fig. 26 AB - I transistori bipolari sono legati a circuiti a bassa impedenza ciò che contrasta con le condizioni più idonee al circuito risonante L/C; è per questo che si impiegano prese sugli avvolgimenti che trasformano gli stessi in autotrasformatori d'impedenza.



In definitiva il MOS-FET con la sua alimentazione di soli 9 ÷ 12 volt, le sue piccole dimensioni, il trascurabile riscaldamento e tutti gli altri pregi dei transistori può essere oltre che assimilato, preferito al classico pentodo; rispetto ad esso ha anche il vantaggio di disporre di un elettrodo di controllo (indipendente da quello di ingresso G1) mediante il quale, come si è detto, si può variare il guadagno e ciò senza alcuna influenza o disturbo al circuito del segnale.

Fig. 27 AB - A seguito del convertitore di cui alla figura di fronte (24 AB) si può adottare un amplificatore di Media F. anch'esso a transistore MOS-FET ed ottenere risultati pratici pari a quelli di uno stadio a pentodo con in più tutti i vantaggi costruttivi dei montaggi a semiconduttore.

L'amplificazione di Media Frequenza avviene — si è più volte detto — su di un valore fisso di frequenza. Non si può dimenticare però che il segnale in arrivo contiene la modulazione e che pertanto ha delle bande laterali (attorno al valore centrale) e perciò queste bande sono determinanti nello stabilire la banda passante (devono passare anche loro...) dell'intera catena di amplificazione.

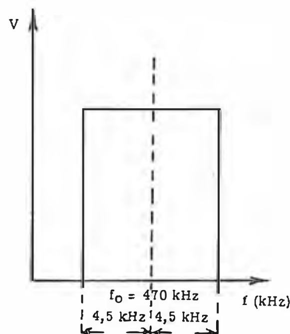


Fig. 28 AB - Il settore di amplificazione di Media F. dovrebbe rispondere col suo andamento ad una « curva » come questa: ciò che non è attuabile, in pratica.

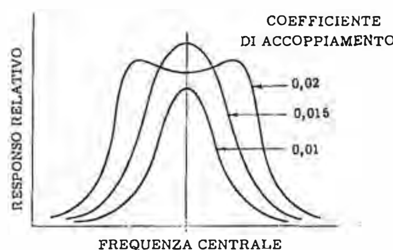


Fig. 29 AB - Se l'accoppiamento tra primario e secondario è lasco la curva è più stretta (maggiormente selettiva) ma l'energia relativa trasferita è scarsa; aumentando l'accoppiamento la curva si allarga prevalentemente in sommità.

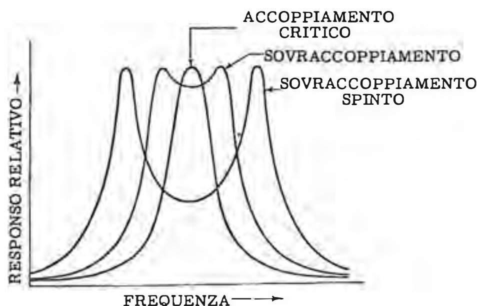


Fig. 30 AB - Il grado di accoppiamento critico è quello oltre il quale la curva si insella e non deve perciò essere oltrepassato salvo casi particolari.

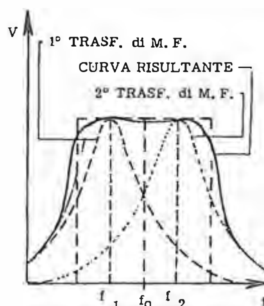


Fig. 31 AB - Accordando due o più trasformatori per il punto critico, ma su frequenze leggermente diverse, la curva dell'intero settore può avvicinarsi di più a quella ideale; in figura le due curve sono più strette del reale per illustrare meglio questa sintonizzazione « scalare ».

Si può dire che è il tipo di informazione che stabilisce, col suo inviluppo di modulazione, la larghezza di banda da conferire alla Media Frequenza.

Si prenda l'esempio di una normale stazione di radiodiffusione su Onde Medie; essa è modulata in ampiezza. Ricordiamo che con queste emissioni la massima frequenza di modulazione trasmessa è di 4,5 kHz il che significa — essendovi entrambe le bande laterali — 4,5 kHz da un lato della portante e 4,5 kHz dall'altro lato. Di conseguenza, l'amplificatore di Media Frequenza ideale dovrebbe presentare una curva di andamento all'amplificazione come quella che si vede in **figura 28 AB**: una curva simile, con angoli così netti e pendenza dei fianchi perfettamente verticale non è ottenibile con i circuiti accordati convenzionali. Occorre avvicinarsi quanto più possibile (**figura 29 AB**) e per farlo si agisce sulle caratteristiche costruttive dei trasformatori.

Dalla distanza che separa materialmente l'avvolgimento primario da quello secondario dipende il grado di accoppiamento: più i due sono vicini più l'accoppiamento è stretto e più larga risulta la curva. Tuttavia, nell'accoppiare gli avvolgimenti vi è una posizione detta di accoppiamento critico, andando oltre la quale la curva, pur allargandosi si deforma con un insellamento al centro (**figura 30 AB**); è intuitivo allora, che con un solo trasformatore, accordato sulla frequenza centrale, non si deve andare oltre il punto critico.

La pendenza dei fianchi (essa dipende molto dal fattore di merito delle bobine) che — lo ricordiamo — sono sul limite della banda passante è determinante nel consentire o meno ai segnali di una stazione posta sul canale adiacente (confinante) a quello che si sta ricevendo, di interferire, vale a dire di entrare o meno, non voluta, nel canale sintonizzato: più il fianco è ripido, meno è possibile l'intrusione.

Stante quanto sopra, in pratica la selettività rispetto al canale adiacente data da un solo trasformatore è del tutto inadeguata. Si impiegano quindi più trasformatori che, pur accoppiati al punto critico, sono accordati su frequenze leggermente diverse (entro la banda, ma un po' spostate ai lati); si ottengono in tal modo due curve di risposta diverse per i diversi trasformatori, che complessivamente (**figura 31 AB**) danno come risultato una curva che si avvicina di più a quella ideale: il sistema è noto come « sintonia scalare ». Ci riferiamo, è bene precisarlo, a tecniche che hanno o, meglio, hanno avuta applicazione in particolare per ciò che concerne il sistema di comunicazione a modulazione d'ampiezza.

Oltre ad impedire che i canali adiacenti interferiscano — possedere cioè un buon grado di reiezione — l'amplificatore di Media Frequenza non deve introdurre distorsione nel sistema delle sue bande laterali. Infatti, se la curva di selettività non è simmetrica rispetto al centro, si verificherà in uscita una apprezzabile distorsione

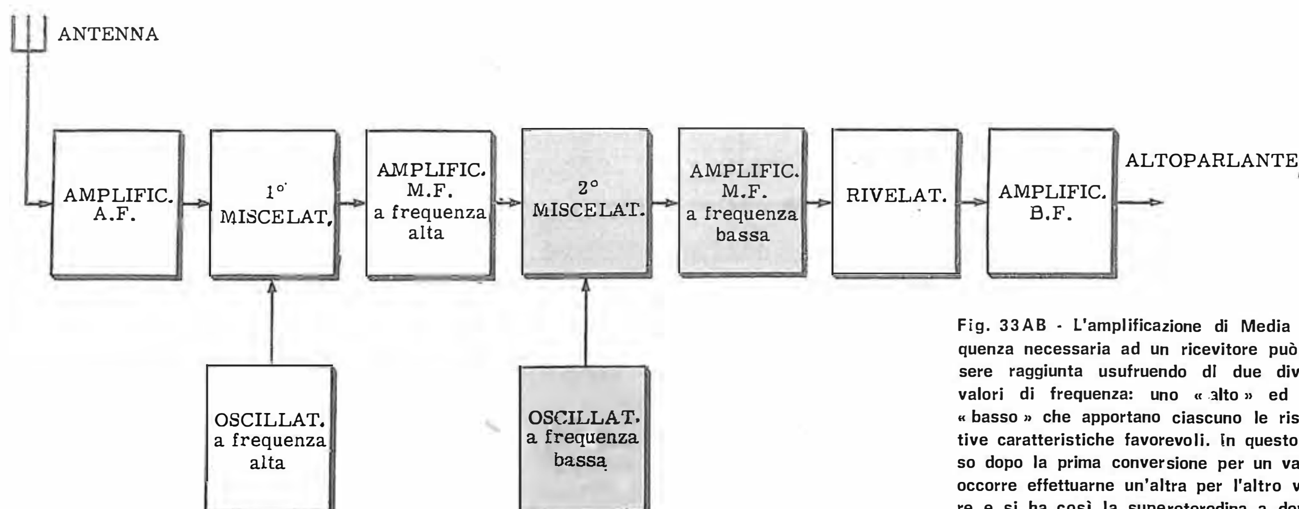


Fig. 33AB - L'amplificazione di Media Frequenza necessaria ad un ricevitore può essere raggiunta usufruendo di due diversi valori di frequenza: uno « alto » ed uno « basso » che apportano ciascuno le rispettive caratteristiche favorevoli. In questo caso dopo la prima conversione per un valore occorre effettuarne un'altra per l'altro valore e si ha così la supereterodina a doppia conversione.

in quanto una banda laterale tenderà ad essere più amplificata dell'altra.

Il trasformatore — che possiede, di solito, due circuiti accordati in parallelo — oltre ad una variazione in ampiezza introduce un certo ammontare di sfasamento del segnale. Se tale sfasamento non si verifica in modo uniforme con la frequenza, l'effetto è pari a quello dell'introduzione di una modulazione spuria nel segnale. Una caratteristica ideale di selettività presenta uno sfasamento uniforme attraverso la banda di frequenze che essa trasferisce.

Per correggere in pratica questa distorsione è necessario appiattire il più possibile la curva di responso. Osserviamo la figura 30 AB ed in essa, la curva di sovraccoppiamento: come larghezza di banda potrebbe essere sufficiente ma l'insellamento centrale porta alla distorsione testé riferita; però se, pur lasciando un trasformatore in sovraccoppiamento, ne accoppiamo un secondo (quello di un altro stadio) al punto critico possiamo nell'assieme disporre di una curva con minore depressione perché si verifica l'innalzamento centrale.

Stabilità

Come si vede si è raggiunto lo stesso risultato della sintonia scalare con taratura però unicamente sulla frequenza centrale.

Se uno stadio di amplificazione di Media Frequenza di un ricevitore è instabile, la caratteristica di selettività non sarà simmetrica e la distorsione sarà elevata.

L'instabilità generalmente ha luogo per l'insorgere di un ritorno di energia dall'uscita verso l'ingresso sia di un singolo stadio che di tutta la catena di amplificazione.

Come sappiamo l'amplificazione è eccezionalmente elevata: ne consegue che l'entrata è molto sensibile e, da qui, facilità all'innesco.

Questo fenomeno di non voluta oscillazione è alquanto selettivo nel senso che si manifesta su una banda ristretta; per questo non riesce ad interessare tutta la banda passante ma solo

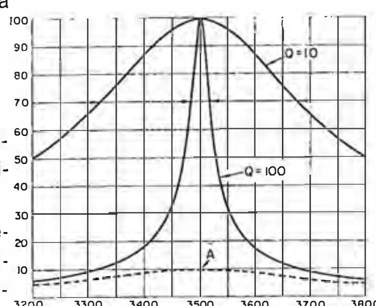


Fig. 32 AB - Indicando alla base la frequenza in kHz ed a lato la percentuale di tensione (o corrente) che si sviluppa ai capi di un circuito risonante a seconda del « Q » dell'induttanza, si vede che il risultato alla frequenza d'accordo (3 500 kHz) è raggiunto con fianchi assai più ripidi nel caso di Q alto. La curva A indica ciò che si avrebbe se entrambi i circuiti fossero alimentati contemporaneamente.

un suo lato, o poco più della frequenza centrale. L'amplificazione sarà maggiore per il lato della curva di risposta che tende ad oscillare. Un amplificatore instabile non solo possiede cattive caratteristiche di selettività, ma risponde in modo più pronunciato a variazioni della tensione di alimentazione, a variazioni del segnale d'ingresso, a mutamenti delle caratteristiche del transistore o della valvola.

Doppia conversione - doppia Media F.

Se con i metodi che abbiamo riferiti si riesce ad ottenere un grado sufficiente di appiattimento della curva alla sua sommità, per poter avere i fianchi ripidi bisogna intervenire, come già si è accennato, sulla « bontà » dei due circuiti accordati (primario e secondario) del trasformatore di Media Frequenza.

Adottati i tipi di capacità a migliore tecnologia (ad esempio, con dielettrico mica) resta da agire sulle bobine perché offrano il migliore fattore di merito (Q).

Si veda, in **figura 32 AB**, come questo fattore sia determinante ai fini della ripidezza.

Pur soddisfacendo a tutti i requisiti del caso, essendo il Q delle migliori bobine limitato al valore di 300 o 400, risulta che si è ancora troppo lontani da quella che è la curva ideale; in particolare con valori correnti di Media F. (ad esempio, 460 kHz) nella ricezione delle frequenze molto alte (VHF, ad esempio) è scarsa la reiezione della frequenza immagine.

Si può allora adottare un valore di Media F. più alto (ad esempio, 1 500 kHz). Si perviene, in tal modo (**figura 33 AB**), alla supereterodina a **doppia conversione**. Naturalmente, in questo caso, si ha che il valore alto di Media F. (il primo) significa maggiore distacco tra la frequenza accordata e la sua frequenza immagine; successivamente, col valore più basso (il secondo) si ha la possibilità di un'amplificazione di maggiore rendimento, con migliore selettività di canale.

Incidentalmente facciamo notare come ad un artificio simile si ricorra anche — specialmente

in campo amatori — allorché per ricevere gamme di frequenze alte si impiega come primo apparecchio un ricevitore con valore idoneo di Media F. ma di non eccessiva amplificazione, e come apparecchio connesso in cascata un ricevitore normale per Onde Medie o Lunghe. In altre parole, l'uscita di Media F. del primo è avviata all'entrata d'antenna del secondo su di un valore prescelto come seconda Media F. che corrisponde ad un'onda in gamma O. Medie o O. Lunghe. Ovviamente, il secondo ricevitore rimane ad accordo fisso una volta sintonizzato sulla frequenza di conversione; il primo prende il nome, data la funzione, di **apparecchio convertitore.**

Le considerazioni che abbiamo sin qui fatto in merito ai più idonei valori di Media F. ci fanno comprendere che, sia nei riferimenti della selettività di canale che in quelli di reiezione di immagine nonché di banda passante per la modulazione, ed infine nei riguardi della frequenza portante, non può essere valido per tutti i casi lo stesso valore di Media Frequenza.

In altre parole: per Onde Medie e modulazione d'ampiezza sono stati scelti come più soddisfacenti valori attorno ai 460 kHz; per Onde Corte e modulazione d'ampiezza, se l'apparecchio è per un normale uso domestico, si mantiene la stessa Media F. delle Onde Medie, ma se l'apparecchio è per uso professionale si ricorre alla doppia conversione sopracitata o si impiegano sistemi più selettivi dei trasformatori, sistemi di cui qui di seguito ci occuperemo.

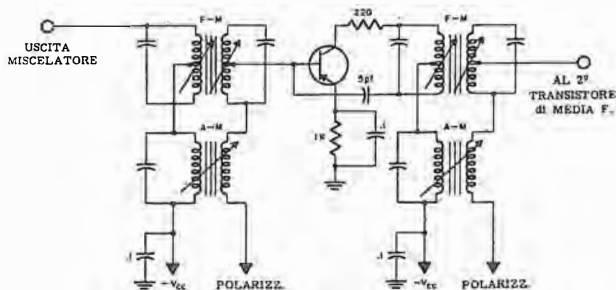


Fig. 34 AB - Nei ricevitori progettati per la ricezione delle O. Medie e Corte (modulazione AM) e delle VHF (modulazione FM) si hanno due valori diversi di Media F.; tuttavia, il settore di amplificazione può essere unico ponendo i rispettivi trasformatori in serie.

Se l'apparecchio è per onde cortissime (VHF - UHF) nonché per modulazione di frequenza, si adotta il valore di 10,7 MHz di Media F. e, ovviamente, trasformatori accordati la cui banda passante sia adeguata alle necessità di maggiore larghezza che la F.M. comporta. Anche in questo caso, come vedremo, si possono avere soluzioni diverse per quanto riguarda i filtri in questione.

Dal momento che i componenti attivi dell'amplificazione possono servire (**figura 34 AB**) nell'uno e nell'altro caso (460 kHz e 10,7 MHz), negli apparecchi multigamma (A.M. ed F.M.) sono presenti entrambi i tipi di trasformatori che, se connessi come si osserva in **figura 35 AB**, possono coesistere in circuito senza bisogno di commutazione nel passaggio dall'una all'altra banda, almeno, in questo settore.

La figura citata illustra appunto lo schema di un trasformatore adatto: in tale duplice trasformatore gli avvolgimenti primari e quelli secondari sono tra loro in serie. Data la notevole differenza della frequenza di funzionamento, essi non si influenzano reciprocamente, se disposti come in figura: ciascuno di essi lascia passare il segnale che deve circolare e risuonare nell'altro allorché quello è interessato alla ricezione.

Per dire più esattamente: nel funzionamento in modulazione di frequenza il fatto che in serie sia al primario che al secondario esista un altro circuito (LC in parallelo) non porta ad alcuna conseguenza, in quanto detto circuito LC lascia passare, indisturbato, un segnale la cui frequenza è ben lontana dalla sua frequenza di risonanza. Infatti, supposto che C1/L1 ed L2/C2 siano calcolati e sintonizzati su 10,7 MHz (banda passante = 200 kHz, circa) e C3/L3 nonché L4/C4 sintonizzati a 460 kHz (banda passante = 7 kHz, circa), allorché il ricevitore viene predisposto nel suo « front-end » per la ricezione della F.M., solo la sezione superiore del trasformatore trasferirà segnale allo stadio che segue. Ciò anche per il fatto che la capacità C3 costituendo una bassa reattanza per il segnale a frequenza alta cortocircuita praticamente la sezione del trasformatore relativa alla modulazione d'ampiezza.

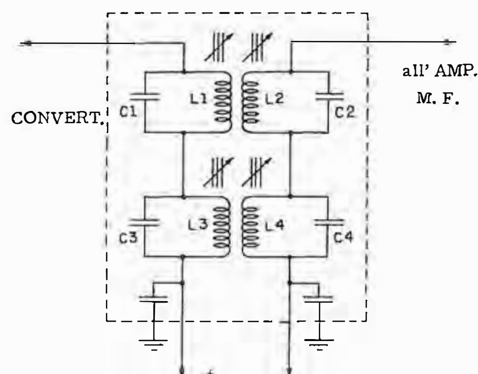


Fig. 35 AB - All'interno dello stesso schermo si possono racchiudere entrambi i trasformatori (460 kHz e 10,7 MHz). L'inserimento è tale che il passaggio da un tipo di ricezione all'altro non comporta qui alcun intervento.

Analogamente, quando l'apparecchio è posto in ricezione della modulazione d'ampiezza, solo la sezione relativa del trasformatore agisce: L1 diventa infatti per tale frequenza pari ad un cortocircuito ed L3/C3 possono risuonare normalmente.

La soluzione che abbiamo vista ha caratterizzato per un lungo periodo tutti i ricevitori per A.M. ed F.M. sia che ricorressero alle valvole sia che impiegassero i transistori. Più recentemente però — è noto — sono comparsi i circuiti integrati ed abbiamo già visto che ne sono stati elaborati tipi idonei in modo specifico ad

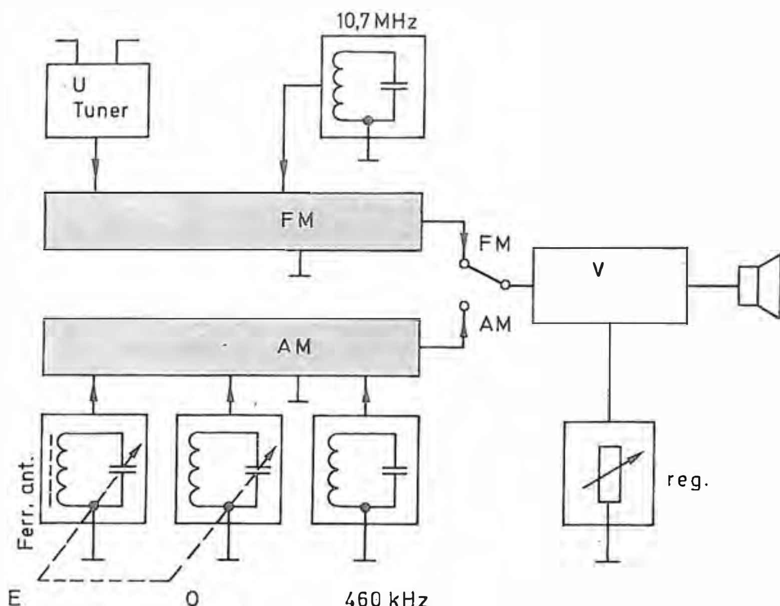


Fig. 36 AB - Con gli Integrati, svolgenti nel migliore dei modi pressoché tutte le funzioni di un tipo di ricezione (FM oppure AM) il concetto costruttivo è per la scissione con, in comune solo l'alimentazione e la Bassa Frequenza (V). « Tuner » è il sintonizzatore delle Ultracorte mentre « E » ed « O » sono i circuiti accordati d'Entrata e d'Oscillazione per l'AM.

un cumulo di funzioni relative alle esigenze della F.M. (propria amplificazione, propria rivelazione, ecc.) ed altri maggiormente soddisfacenti nei circuiti per la modulazione d'ampiezza. Questa scissione ha portato al concetto di apparecchio che, a blocchi, si osserva in **figura 36 AB**. Secondo tale disposizione i due sistemi sono ben separati ed è solo l'amplificazione di Bassa Frequenza che è in comune, con opportuna commutazione, contemporanea al silenziamento della sezione esclusa. Vedremo più avanti che nuovi integrati risolvono il problema anche in modo promiscuo.

I filtri ceramici

Citando i diversi sistemi con i quali si può produrre elettricità abbiamo già fatto, proprio all'inizio di questo nostro lavoro, un cenno al fenomeno piezoelettrico, manifestantesi con l'impiego di cristalli di quarzo. Abbiamo detto che una sottile lamina, opportunamente tagliata, posta tra due armature metalliche ha la particolarità di vibrare solo per una determinata frequenza se alle armature viene applicata una tensione alternata: ed abbiamo detto anche che è reale e corrente altresì il fenomeno inverso, secondo il quale facendo vibrare la lamina, ai capi delle armature si manifesta una tensione alternata, sistema idoneo — appunto — per generare elettricità.

Il fenomeno ricordato, in virtù del quale si può avere una risonanza alquanto selettiva per una frequenza voluta, è stato sfruttato per la realizzazione di filtri. E, di conseguenza — dal momento che l'accoppiamento tra gli stadi di Media F. si può sintetizzare in uno sfruttamento di circuiti/filtro — sono comparsi i materiali ad effetto piezoelettrico in sostituzione dei circuiti risonanti LC.



Fig. 37 AB - Uno dei primi modelli di filtri ceramici per risonanze sul valore della Media Frequenza dei ricevitori per modulazione d'ampiezza. Tolleranza sulla frequenza: $8,5 \times 10^{-5}$. L'ingombro è di $8 \times 7,5 \times 3$ mm.

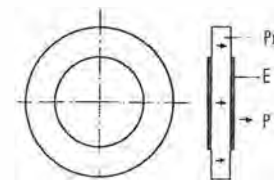


Fig. 38 AB - Intrinsecamente il filtro ceramico è un dischetto di ceramica piezoelettrica (Pi) sulle due facce del quale sono depositate le armature (elettrodi) « E ». La ceramica deve essere polarizzata e « P » indica il senso della polarizzazione.

Non è solo il quarzo che presenta l'effetto piezoelettrico: vi sono materiali ceramici (ad esempio, il titanato-zirconato di piombo) che hanno la stessa proprietà. Tagliato in dischetti e preventivamente trattato con una carica elettrica (procedimento che abbiamo visto per la formazione dei microfoni ad « elettreta ») questo materiale consente la fabbricazione di un particolare componente: il filtro ceramico (**figura 37 AB**).

Rispetto al quarzo si ha un costo più ridotto per il componente finito. Le ceramiche, come tali, possono essere configurate secondo profili, spessori e forme, con lavorazioni assai meno onerose di quelle che bisogna compiere sui cristalli. Le armature possono essere formate con deposizione di metallo (argento) sulle facce del dischetto (**figura 38 AB**).

Nei confronti dei circuiti risonanti costituenti il trasformatore di Media F., i filtri di questo tipo offrono il grande vantaggio di non richiedere operazioni di taratura; hanno dimensioni estremamente ridotte, non abbisognano di schermi (non si basano su campi magnetici), presentano un coefficiente di temperatura molto basso (funzionamento entro ampia gamma di temperatura), sono caratterizzati da trascurabile deriva della frequenza di risonanza nel tempo ed infine, i tipi più elaborati posseggono elevata selettività grazie al fattore di merito dieci volte più alto di quello che si può raggiungere con le usuali bobine.

La costruzione più corrente non adotta la struttura semplice (due elettrodi) schematizzata in figura 38 AB ma quella che porta a tre elettrodi (**figura 39 AB**).

Inoltre, per raggiungere determinate curve di selettività si abbinano, sulla stessa piastrina, più strutture risonanti di questo tipo. Per il valore standardizzato della Media F. destinata ai ricevitori per radiodiffusione il dispositivo risulta quasi sempre dalla combinazione di due filtri a tre terminali.

Si osservi in **figura 40 AB** la curva di uno di questi dispositivi: si può notare come, discostandosi, da un lato, di 10 kHz dalla frequenza nominale (che è in questo modello, di 455 kHz) si riscontrino ben 26 dB di attenuazione e dall'altro lato, 20 dB.

Con la suddivisione di un elettrodo in due zone di diversa superficie si fa sì che queste abbiano un differente accoppiamento meccanico col disco vibrante: ne nasce una diversa impedenza che è prevista appunto per dar luogo ad una trasformazione dell'impedenza giungendosi in tal modo al concetto di trasformatore.

Costruttivamente un'altra scissione è quella di cui a **figura 41 AB**. Si verifica, in ogni caso, un accoppiamento meccanico (onde acustiche di superficie) tra i due risonatori.

Le singole unità, che elettricamente si possono paragonare a circuiti serie/parallelo comprendenti induttanza, capacità e resistenza (ritorneremo su questo argomento a proposito degli oscillatori a quarzo) presentano un'impeden-

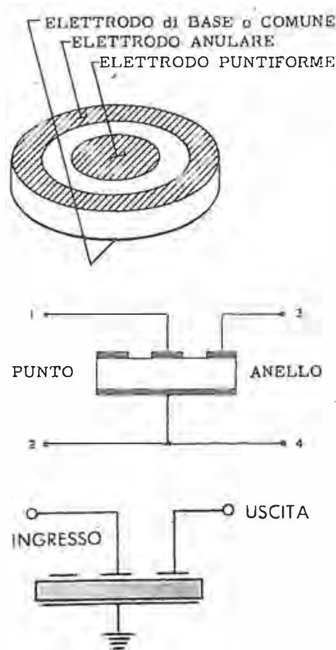


Fig. 39 AB - La realizzazione più frequente, e maggiormente efficace, è quella a tre elettrodi: uno di essi, come si vede in figura, ha superficie maggiore e viene considerato come elettrodo comune, contrapposto agli altri 2 (uno anulare ed uno puntiforme). Sugli schemi il filtro è rappresentato come nell'ultimo disegno.

za, nei confronti della frequenza, che risulta minima per un punto (f_s) e massima per un altro (f_p) con un andamento che si rileva nella **figura 42 AB**.

Si tratta della risonanza in serie (f_s) e di quella in parallelo (f_p), ma — si noti — risonanze puramente meccaniche e non elettriche. Il punto di risonanza in serie, il che è come dire la sua frequenza, è sempre un po' più basso di quello della risonanza in parallelo. Si costruiscono filtri destinati al funzionamento per l'una o per l'altra di queste due frequenze, a seconda delle esigenze circuitali e dei dispositivi attivi impiegati. Nel primo caso, correntemente il filtro è detto « risonante »; nel secondo è detto « anti-risonante »: i filtri per Media F. attorno ai 450/470 kHz destinati ai semiconduttori sono sempre del primo tipo.

Naturalmente, la selettività è influenzata dalle impedenze che si presentano sia all'entrata che all'uscita. È interessante rilevare che, dal momento che attraverso i filtri ceramici non fluisce corrente, il loro inserimento in circuito non comporta impiego di condensatori destinati ad evitare, negli accoppiamenti, il passaggio di eventuali componenti continue.

La **figura 43 AB** mostra come un filtro ceramico venga inserito nel circuito di un ricevitore

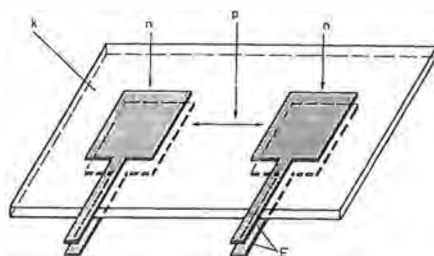


Fig. 41 AB - Principio costruttivo sul quale si basa la costruzione dei filtri a due, o più, settori di risonanza. « K » è la piastrina ceramica, « n » sono i risonatori, « E » gli elettrodi e « p » l'accoppiamento acustico tra i risonatori.

caratterizzato, tra l'altro, dall'adozione di un transistore del tipo MOS-FET nella funzione di miscelatore.

Si è detto all'inizio che il materiale impiegato per formare la piastrina può essere preparato con lavorazioni di minore impegno di quelle richieste dai cristalli di quarzo.

Esso può essere dosato, disidratato, asciugato, mescolato, formato e sinterizzato ma, in un primo tempo rimane policristallino e come tale non manifesta caratteristiche di piezoelettricità. È solo dopo che due appropriate armature connes-

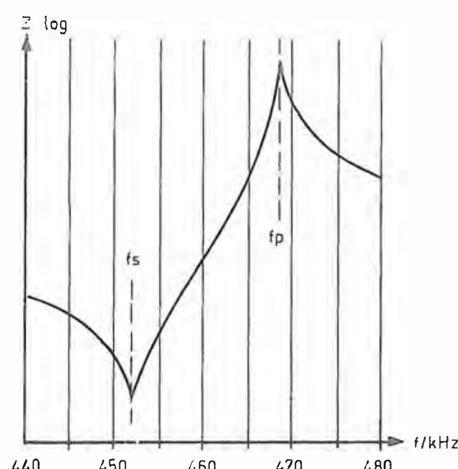


Fig. 42 AB - Questo è l'andamento tipico alla frequenza dei filtri ceramici ed anche di quelli a quarzo. L'impedenza (Z) è bassa per la risonanza in serie (f_s) ed alta per la risonanza in parallelo (f_p). Questa curva si riferisce al filtro di cui a figura 37 AB: la risonanza-serie è a 452 kHz, quella parallelo a 468 kHz.

se con una tensione a corrente continua elevata lo hanno influenzato che la polarità si orienta in una sola direzione.

L'eccitazione cui il cristallo viene sottoposto può essere esercitata secondo l'orientamento e la forma della polarizzazione e si possono ottenere facilmente vibrazioni secondo larghezza, spessore, lunghezza. Ad esempio, la vibrazione per il senso della larghezza (espansione) può essere sfruttata per una frequenza di 450/470 kHz (Media F. per modulazione d'ampiezza) e la vibrazione per il senso verticale (spessore) può prestarsi alla risonanza su 10,7 MHz (Media F. per la modulazione di frequenza).

La vibrazione nel senso dello spessore ha il pregio di interessare solo una zona ristretta (quella interposta tra le armature) della piastrina; se sulla stessa piastrina si costruiscono altri analoghi filtri essi non interferiscono. Dal momento che si possono costruire anche capacità di accoppiamento, sempre sulla stessa piastra, si comprende che la tendenza sia ora per una integrazione: si hanno così filtri molto piccoli, di elevatissimo rendimento, a basso prezzo.

Le capacità vengono formate su di un'area che, di proposito, non subisce il trattamento di polarizzazione.

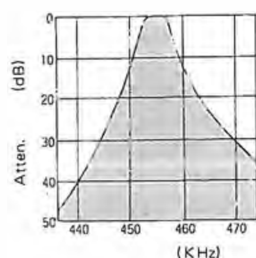


Fig. 40 AB - Curva di selettività di un filtro ceramico del commercio, tipo miniaturizzato ed economico. A 3 dB di attenuazione la larghezza di banda è di 4,5 ± 1 kHz. L'impedenza d'entrata e quella di uscita sono entrambe di 3 000 ohm.

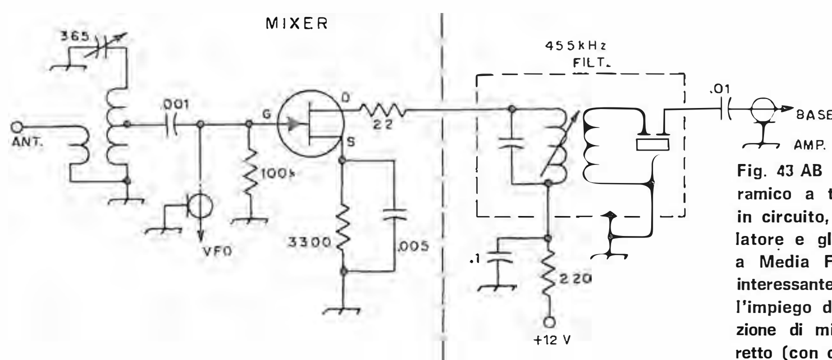


Fig. 43 AB - Ecco come un filtro ceramico a tre elettrodi è connesso in circuito, tra il transistore miscelatore e gli stadi di amplificazione a Media Frequenza. Lo schema è interessante anche perché illustra l'impiego di un MOS-FET nella funzione di miscelatore. « VFD » è diretto (con cavetto schermato) ad un oscillatore.

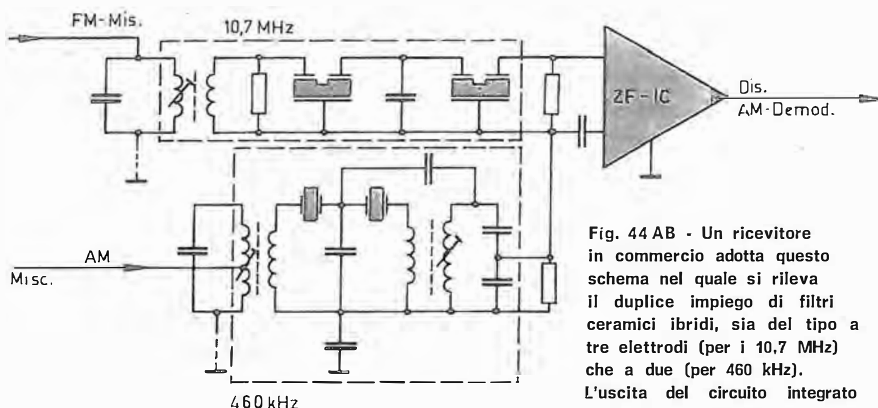


Fig. 44 AB - Un ricevitore in commercio adotta questo schema nel quale si rileva il duplice impiego di filtri ceramici ibridi, sia del tipo a tre elettrodi (per i 10,7 MHz) che a due (per 460 kHz). L'uscita del circuito integrato amplificatore (ZF-IC) di Media Frequenza è diretta ai due diversi rivelatori (per FM e per AM).

Si possono anche utilizzare, sempre su piastra unica, due tipi diversi di vibrazione, così come si può giungere alla presenza di quindici e più elementi: il calcolo costruttivo viene svolto col ricorso al calcolatore elettronico. Si tende anche — è ovvio — al componente ibrido che vede abbinato anche il transistore.

La tecnologia permette la produzione di piastrine dello spessore di 200 μm; con esse la frequenza più alta per la risonanza è di 15 MHz; in laboratorio si è giunti però a spessori che portano ad una frequenza di oscillazione di 58 MHz.

In **figura 44 AB** vediamo una pratica applicazione di filtri ibridi (si tratta di un ricevitore di corrente produzione) sia per le UHF che per le Onde Medie. Nel primo settore figurano quattro risonatori piezoelettrici ed un circuito LC per l'entrata; nel secondo, due risonatori (del tipo semplice, a due elettrodi) e due trasformatori LC. L'amplificazione è affidata in entrambi i casi allo stesso integrato (ZF-IC).

I filtri a cristallo

Anche la lamina di quarzo, come quella ceramica, è posta tra gli elettrodi (**figura 45 AB**) per vibrare su di una risonanza che dipende dal suo spessore. Con lame sottilissime si raggiunge una frequenza di deformazione meccanica attorno ai 35 MHz.

La risonanza-serie (f_s in figura 42 AB) porta ad una reattanza pressoché nulla, e tale sarebbe se non esistesse una certa resistenza nel circuito; la risonanza-parallelo (f_p) tende all'infinito, e tale sarebbe se nella conversione meccanico-elettrica non vi fossero perdite di energia. In pratica, data la limitatezza delle perdite, un buon cristallo piezoelettrico può equivalere ad un circuito con un Q altissimo: da 20 000 a 100 000, contro un Q = 400 offerto dalle migliori bobine.

Questo alto Q dà luogo ad una curva del risonatore estremamente appuntita, tale da non consentire il passaggio (banda passante) dei 3 000 Hz circa che sono una frequenza minima per avere una intelleggibilità sufficiente con la fonia. Tuttavia, una banda così stretta come quella del cristallo può essere sfruttata anche come tale

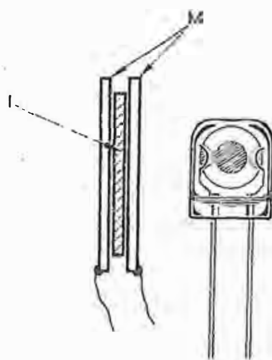


Fig. 45 AB - Sulla sinistra la disposizione tipica di principio, già vista per le ceramiche, per porre in atto il fenomeno piezoelettrico: la piastrina « I » è posta tra due armature « M ». A destra cristallo in custodia, in grandezza naturale.

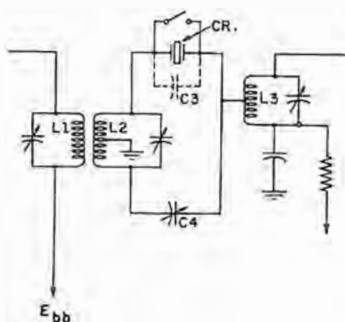


Fig. 46 AB - Impiego del cristallo come filtro in Media Frequenza per ricezione a banda molto stretta (CW = grafia). Si tratta di un circuito a ponte. C3 è la capacità parassita del cristallo che viene neutralizzata mediante C4. Un interruttore permette di modificare la selettività, eliminando l'effetto del cristallo.

e, per la precisione, nell'ascolto dei segnali Morse.

Molte volte per la ricezione dei segnali di tipo telegrafico (CW) di cui diremo tra breve, il canale risulta affollato e si riscontra un grado di disturbo considerevole. Per decifrare a dovere il segnale CW voluto si rende necessaria la massima selettività e per ottenere ciò un cristallo di quarzo impiegato come filtro selettivo in Media Frequenza rappresenta il mezzo più efficace e pratico.

La **figura 46 AB** indica come esso viene inserito in circuito. Il cristallo forma uno dei bracci di un circuito a ponte. Il secondario del trasformatore d'entrata al ponte (L2) è bilanciato verso massa tramite la presa centrale.

Un altro braccio del ponte è costituito dal condensatore C4 di messa a punto della fase.

Il cristallo agisce come un circuito risonante in serie ad alto « Q » che lascia passare i segnali prossimi alla frequenza di risonanza, dal cristallo alla bobina d'uscita, L3. Il segnale desiderato si ha tra la presa centrale di L3 e la massa.

La capacità esistente tra le armature del cristallo (C3) può favorire il passaggio dei segnali non desiderati che pervengono sino a quel punto: occorre perciò provvedere a bilanciare in contrapposto, nel ponte, tale capacità. Nel circuito illustrato questo bilanciamento è ottenuto prelevando una tensione sfasata di 180° rispetto alla tensione istantanea presente ai capi del cristallo, ed applicandola tramite C4 in maniera tale da neutralizzare la tensione di segnale indesiderato. Il circuito bilanciato d'entrata in questo caso è ottenuto con l'impiego di un'induttanza a presa centrale. La presa su L3 consente il giusto adattamento di impedenza.

Due risonatori a cristallo, combinati in una costruzione ibrida (analoga a quella vista in figura 44 AB), possono risolvere il problema filtri di un ricevitore per modulazione di frequenza nella catena di amplificazione di Media Frequenza (**figura 47 AB**).

I vantaggi di una soluzione di questo genere consistono in un'alta stabilità delle caratteristiche nei riguardi delle variazioni di temperatura, in una bassa attenuazione del segnale (attenuazione che comporta anche bassa distorsione), in una semplificazione di tutte le operazioni di montaggio e taratura ed in un facile e comodo assemblaggio sul circuito stampato con collegamenti brevissimi verso i dispositivi attivi (in questo caso, i circuiti integrati). Si noti però che sono sempre necessari, qui, dei trasformatori di bilanciamento.

Grazie al loro Q molto alto i cristalli si prestano anche, nel ricevitore, ad essere impiegati nei discriminatori della modulazione di frequenza perché le caratteristiche di temperatura e la stabilità sono particolarmente utili e semplificano la messa a punto. Anche la sensibilità, in questa particolare funzione, risulta elevata.

Per conservare i pregi della ripidezza dei fianchi (selettività) e nello stesso tempo consentire una banda passante più ampia (per la fonia) si

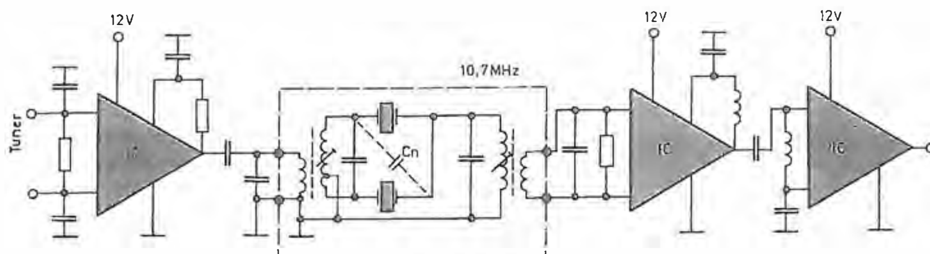


Fig. 47 AB - In un ricevitore per ultracorte, FM si adotta questo filtro ibrido nel quale trovano posto due risonatori a quarzo e due trasformatori di bilanciamento. Il primo integrato (tra il « tuner » ed il filtro) amplifica e converte; gli altri due settori amplificano, ed hanno funzioni ausiliarie, sino all'uscita « Z » destinata al discriminatore.

costruiscono filtri con sei o otto risonatori (**figura 48 AB**), le reattanze di ciascuno dei quali sono combinate in modo da ottenere una risposta pressoché piatta (uniforme) alle frequenze che debbono passare e ciò con una loro attenuazione moderata, mentre l'attenuazione, come si è detto, rimane altissima per le frequenze da

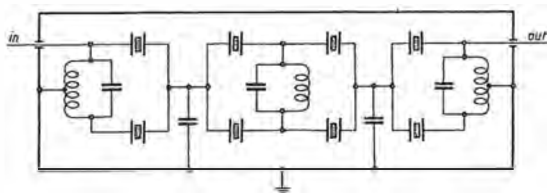


Fig. 48 AB - Combinazione di risonatori piezoelettrici e risonatori LC realizzata all'interno del filtro che racchiuso in scatoletta metallica assume le dimensioni di 36 × 30 × 27 mm; tecnica simile a quella dei microcircuiti ibridi.

tagliare, sopra e sotto la banda passante (**figura 49 AB**).

Una costruzione di questo genere, realizzata mediante componenti discreti ottenuti da una accuratissima lavorazione ed adattamento di lamine di quarzo naturale tagliate dal cristallo di rocca, è complessa ed ha un costo di produzione altissimo: può essere giustificato solo negli impieghi professionali.

Un processo di lavorazione meno costoso consiste nell'applicare alla tecnologia del quarzo

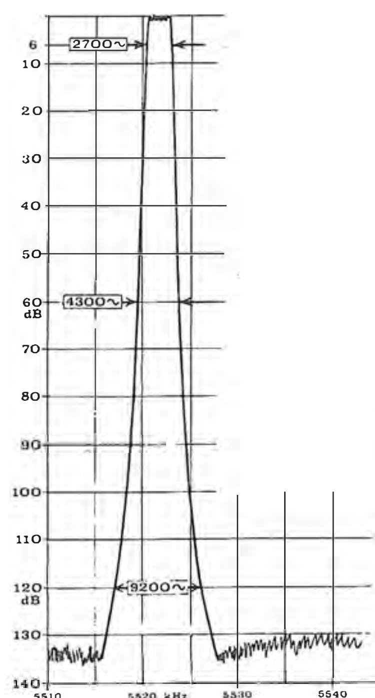
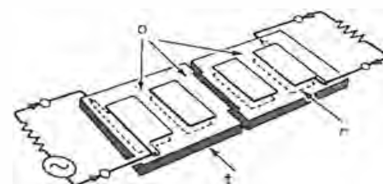


Fig. 49 AB - Curva di risposta di un filtro ad 8 risonatori: selettività e reiezione veramente sorprendenti. Come si vede, con una banda passante di 2 700 Hz si hanno già 6 dB di attenuazione ai fianchi, a 4 300 Hz l'attenuazione laterale è già di — 60 dB ed a 9 200 Hz di ben — 120 dB. Con l'impiego di trasformatori convenzionali per una banda passante di 7 000 Hz, ad esempio, si potrebbero raggiungere solo — 20 dB ed un'attenuazione di — 60 dB la si ottiene con il passaggio di 16 000 Hz.

quei ritrovati che sono tipici della produzione dei semiconduttori; è un po' quanto si è già visto, del resto, a proposito delle ceramiche. Si ottiene egualmente, in tal modo, un filtro multiplo, ma da un unico pezzo di cristallo, perciò può essere definito monolitico.

La costruzione monolitica è resa possibile da una particolarità della lamina di quarzo: se si traccia un taglio trasversale — che però non interessi l'intero spessore — la lamina si comporta come un doppio risonatore ed i due poli sono accoppiati meccanicamente attraverso quella parte di lamina che è esclusa dal taglio. In **figura 50 AB** è visibile un filtro monolitico a 4 poli.

Fig. 50 AB - Sulla basetta di cristallo (t) dl questo filtro passa banda, si identificano le regioni di accoppiamento (o) e gli elettrodi (r). Sono simboleggiati il generatore di segnale d'entrata con la resistenza d'entrata e, all'uscita, la resistenza di carico.



Il « fattore di forma » del filtro, ossia la ripidezza dei fianchi della curva, aumenta — anche nei monolitici — al crescere del numero dei poli.

La frequenza minima di questi tipi è, per motivi costruttivi, intorno ai 5 MHz.

Riguardo alle frequenze massime, occorre segnalare una particolarità delle lamine di quarzo; esse sono in grado d'entrare in risonanza non solo sulla frequenza fondamentale (che, sappiamo, dipende dallo spessore) ma anche sulle armoniche (multipli) dispari di tale frequenza.

Questo modo di vibrazione è chiamato « overtone »; consente di ottenere risonatori da 30 MHz che rispondono a 90, a 150 o a 210 MHz ma non — ben inteso — alle frequenze comprese tra questi valori.

Nei monolitici, grazie alla struttura cristallina continua, il fenomeno dell'« overtone » si ripresenta senza difficoltà e quindi si possono realizzare filtri multipli che arrivano ad oltre 300 MHz, sebbene motivi d'ordine pratico limitino lo spessore del cristallo ad una fondamentale di 35 MHz; lo spessore per una tale frequenza è già ridotto a 0,046 mm.

Un'applicazione tipica di filtri monolitici per frequenze oltre i 150 MHz la si riscontra nei radiotelefoni F.M. ove essi offrono un'alta selettività di ingresso per singolo canale.

Rivelatori

Il messaggio costituente l'informazione può essere immesso nell'etere — usufruendo delle onde a radiofrequenza — con sistemi diversi, sistemi che caratterizzano il tipo di trasmissione e, di conseguenza, le caratteristiche del ricevitore.

In altre parole, si può ricorrere, per « modulare », a varî procedimenti: ci sono ben noti quelli che agiscono sulla frequenza della portante, variandola, e quelli invece che, di quest'ultima variano l'ampiezza.

È opportuno, per completare le nostre nozioni al riguardo, dire che è molto impiegato per il traffico commerciale e dilettantistico anche un altro sistema, quello che interrompe, secondo un codice (codice « Morse ») l'emissione stessa. Naturalmente si presta ai soli messaggi di parole in codice: è stato il primo metodo di comunicazione e, per il fatto che ricopiava tale e quale il già esistente telegrafo, l'invenzione — come tutti sanno — prese appunto il nome di « telegrafia senza fili ».

Rivelazione di segnali non modulati

Questa particolare « modulazione » non varia dunque né l'ampiezza, né la frequenza. Un ricevitore attrezzato per la rivelazione di segnali modulati in ampiezza, sintonizzato su segnali del tipo in questione, può denunciarne la presenza con la riproduzione di variazioni, codificate, del rumore di fondo, tanto da rendere molte volte anche decifrabile il messaggio ma non è certo questo, senza alcuna modifica, il mezzo ideale di rivelazione.

Occorre che le « linee » ed i « punti » che formano il Morse siano udibili con molta chiarezza ed intensità. Ecco allora, un terzo tipo di rivelazione, tipo che possiamo definire apposito per segnali non modulati. L'emissione è detta anche « CW » (Continuous Wave).

Ci si basa su di un principîo che è quello già visto per la miscelazione nel circuito convertitore della supereterodina. Si crea un oscillatore locale ed il suo segnale viene avviato al normale rivelatore a modulazione d'ampiezza al quale giunge anche — sul valore prescelto di Media Frequenza — il segnale dell'emittente: i due segnali creano un terzo segnale (fanno un « battimento ») e se la differenza di frequenza tra la Media Frequenza e questo nuovo oscillatore locale è solo di qualche migliaio di hertz, si produrrà — all'uscita del rivelatore — una nota a frequenza di qualche migliaio di hertz, vale a dire a frequenza acustica, udibile agevolmente e, ben inteso, amplificabile dagli stadî di Bassa Frequenza.

Questa nota sarà presente — è ovvio — solo quando la trasmittente farà giungere la sua portante, vale a dire, durante la presenza dei « punti » e delle « linee ».

Lo stadio oscillatore impiegato per questo scopo prende il nome di « oscillatore di nota » ed è indicato nella terminologia internazionale come BFO (« Beat Frequency Oscillator »). La frequenza prodotta generalmente è variabile a comando così che il tono della nota può essere variato.

Rivelazione dei segnali modulati in frequenza

Abbiamo detto ampiamente in merito a questo argomento e già esaminato i circuiti del discriminatore, del rivelatore a rapporto, di quello a pendenza e di quello a coincidenza nonché quello di picco.

La rivelazione, se pur basata sui principî testé ricordati, non è più — nei ricevitori moderni — funzione a se stante in quanto a circuito e componenti: essa è una delle operazioni che si attuano all'interno dei circuiti integrati di modo che tutte le esigenze di un perfetto risultato sono soddisfatte nel migliore dei modi e senza costo ulteriore.

Rivelazione a diodo per modulazione d'ampiezza

Si è visto già che un dispositivo non lineare può servire alla miscelazione; per gli stessi motivi, come vedremo qui di seguito, può servire alla rivelazione. Così, il fatto di condurre in un solo senso porta alla rettificazione del segnale modulato: se si fa seguire un filtraggio si ha a disposizione il solo segnale di Bassa Frequenza.

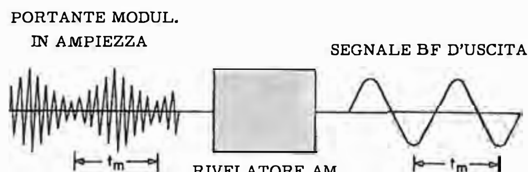


Fig. 51 AB - Per un segnale entrante modulato in ampiezza il rivelatore deve fornire, in uscita, unicamente il contenuto di modulazione (informazione).

Da questo punto in poi — è ovvio — il ricevitore è schematicamente eguale sia in un caso (**figura 51 AB**, per AM) che nell'altro (**figura 52 AB**, per FM).

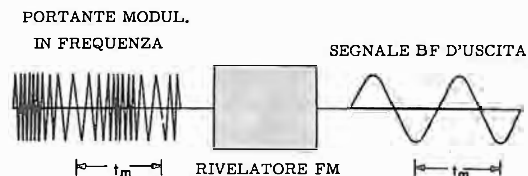


Fig. 52 AB - Nel caso di modulazione in frequenza ciò che si ottiene all'uscita del rivelatore è perfettamente eguale all'uscita del caso precedente se il segnale modulante è lo stesso.

Vediamo uno tra i più noti e forse il più diffuso sistema, quello a diodo.

Con i rivelatori a diodo si può disporre, a seconda del circuito impiegato, di una tensione d'uscita oppure di una corrente.

In **figura 53 AB** l'elemento saliente è la **tensione.** Il diodo CR1 rettifica il segnale in quanto esso conduce soltanto durante ogni mezzo

periodo; mentre il diodo è in conduzione passa una corrente attraverso la resistenza R1. La tensione presente ai capi di tale resistenza carica il condensatore C1; negli istanti in cui il diodo non conduce si ha il processo inverso, vale a dire è il condensatore che si scarica sulla resistenza.

La costante di tempo del circuito formato dalla resistenza e dal condensatore viene scelta in modo che il condensatore non risulti completamente scarico allorché giunge l'alternanza successiva del segnale portante e cioè quando la condizione iniziale si ripete.

Quando il diodo conduce nuovamente il condensatore si scarica, come si è detto, ma solo sino ad una tensione pari a quella presente ai

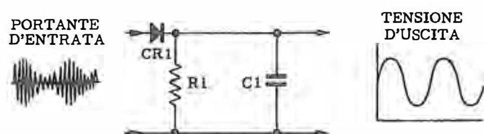


Fig. 53 AB - Rivelatore a diodo, per tensione. La tensione carica C1 che si scarica, parzialmente, su R1 quando il diodo non conduce.

capi di R1. Il regime di carica e scarica del condensatore dà luogo in pratica ad una azione di livellamento della tensione d'uscita per cui quest'ultima risulta in corrente continua, tuttavia con aumenti e diminuzioni di livello che riflettono le variazioni d'ampiezza del segnale di Media Frequenza applicato all'entrata. In altre parole: le variazioni di ampiezza del segnale portante producono all'uscita dello stadio rivelatore una tensione variabile che è, praticamente, l'inviluppo di modulazione della portante stessa.

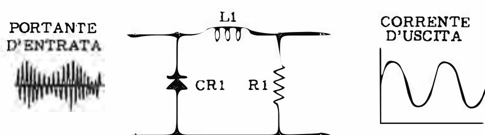


Fig. 54 AB - Rivelatore a diodo, per corrente. L'induttanza fornisce ad R1 (durante la non conduzione di CR1) la corrente che ha immagazzinata durante la conduzione.

La **figura 54 AB** mostra un rivelatore del tipo con **corrente** d'uscita. È sempre un diodo (CR1) l'elemento di rettificazione ed R1 costituisce il carico: l'induttanza L1 serve per il filtraggio.

Il funzionamento con questa disposizione è il seguente. Il diodo conduce solo ogni semiperiodo e, in queste condizioni la resistenza R1 si può considerare cortocircuitata dal diodo stesso: attraverso R1 perciò non passa corrente.

Quando (altro semiperiodo) il diodo non conduce, tutta la corrente può fluire nella resistenza e nell'induttanza L1.

Durante l'alternanza per la quale il diodo non conduce, il campo magnetico in diminuzione della bobina tende a mantenere un passaggio di corrente nella resistenza. Questa azione in effetti livella la corrente del segnale portante che attraversa R1 per cui all'uscita del rivelatore risulta presente una corrente filtrata ma con ampiezza crescente o calante in concomitanza con le variazioni di ampiezza del segnale in arrivo.

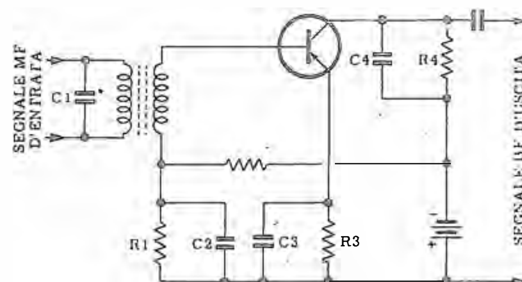


Fig. 55 AB - Emettitore e base (giunzione) costituiscono un diodo che rettifica il segnale applicatogli. Ai capi del carico (R1) si ha la tensione di informazione che viene livellata da C2; questa tensione influenza la base per cui al collettore si può ricavare (ai capi di R4) lo stesso segnale, amplificato.

Si può allora dire che le variazioni di ampiezza del segnale hanno prodotto all'uscita di questo tipo di rivelatore delle variazioni di intensità di corrente. È molto evidente l'analogia con il rivelatore ad uscita di tensione; l'azione che in esso svolgeva il condensatore (elemento a tensione) è qui svolta dall'induttanza (elemento a corrente).

Rivelatori a transistori per modulazione d'ampiezza

Nell'impiego di un transistore per questa funzione si utilizza una giunzione (perciò, un diodo). Viene sfruttata, per la rivelazione vera e propria, la zona emettitore/base; la zona base/collettore oppure quella emettitore/collettore dello stesso transistore è utilizzata per l'amplificazione del segnale rivelato.

Nel circuito di **figura 55 AB** l'emettitore è a massa (agli effetti del segnale): infatti, R3 che polarizza ai fini di portare il funzionamento in tratto non lineare, è shuntata da C3 che è di valore tale da costituire un buon passaggio per la radiofrequenza.

Il segnale entrante è così applicato tra base ed emettitore, elementi formanti un diodo che rettifica. R1 risulta essere la resistenza di carico di questo diodo e C2 filtra (come si è già visto per la figura 53 AB) le variazioni del segnale a Media Frequenza.

Ai capi della citata resistenza di carico si dispone allora del segnale rettificato (Bassa F.) e poiché questa resistenza è connessa alla base, al collettore si avranno variazioni di corrente a regime di Bassa Frequenza con un certo grado di amplificazione; l'emettitore, come si è detto, è in comune all'entrata (base) ed all'uscita (collettore).

Un'altra disposizione circuitale è quella di **figura 56 AB**.

Qui è la base che è in comune all'entrata ed

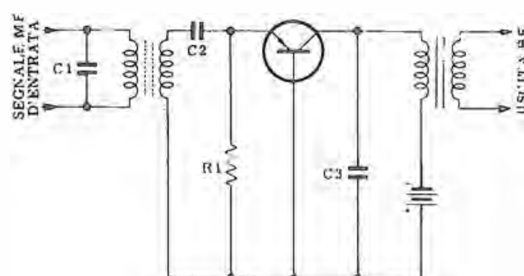


Fig. 56 AB - La giunzione che rettifica è la stessa del caso precedente e l'amplificazione ha luogo in modo analogo; quindi, la resistenza di carico (R1) è sempre ai capi di questo diodo. La disposizione circuitale vede però, in comune all'entrata ed all'uscita, la base. C3 ha il compito di eliminare la residua radiofrequenza e corrisponde a C4 dello schema precedente.

all'uscita. La giunzione (diodo) che rivela è sempre quella tra emettitore e base mentre l'amplificazione si ha, ovviamente, nel circuito base/collettore.

Quando la polarità del segnale è positiva sull'emettitore, la corrente passa, nel circuito emettitore/base: il condensatore C2 quindi su queste alternanze si carica.

Quando la polarità del segnale è, invece, negativa, il condensatore si scarica e precisamente, sulla resistenza R1; la costante di tempo del circuito C2/R1 viene però scelta in modo tale da non permettere al condensatore di scaricarsi molto durante queste alternanze.

La successiva alternanza positiva ricarica completamente il condensatore: il risultato di tutto ciò è il filtraggio delle alternanze positive ad opera, appunto, di C2.

Si può dire allora che la tensione di polarizzazione esistente tra emettitore e base è una continua con componente di Bassa Frequenza.

Così come abbiamo visto nel caso precedente, anche la corrente di collettore varia con lo stesso andamento: il circuito base/collettore attua un'amplificazione.

Rivelazione negli integrati per modulazione d'ampiezza

Nell'integrare i dispositivi destinati allo svolgimento delle diverse funzioni i costruttori di circuiti integrati hanno abbinato, quasi sempre, il settore di rivelazione con quello che immediatamente lo precede, vale a dire l'amplificatore di Media Frequenza.

Il caso più semplice si verifica con l'incorporamento di un diodo (per la modulazione d'ampiezza); un'altra soluzione semplice consiste nel destinare uno dei tanti transistori presenti sulla piastrina di silicio, alla funzione di rivelatore.

La tendenza costruttiva però — frutto di una logica evoluzione — ha ben presto indirizzato il progetto verso forme di rivelatori più elaborati onde evitare i punti negativi dei procedimenti citati; sono comparsi così i rivelatori di prodotto o rivelatori sincroni che, ad esempio negli integrati destinati ai televisori sono oramai di uso corrente. Un cenno a questa forma di rivelazione è già stato fatto sia esaminando l'argomento « integrati » sia quello della « modulazione di frequenza » (pag. 24 z).

Supponiamo che il ben noto oscillatore locale del circuito supereterodina anziché oscillare su di una frequenza che differisca da quella in arrivo del valore della Media F. prescelta (ad esempio, 465 kHz), oscilli su di una frequenza perfettamente eguale a quella in arrivo. Ciò, in altre parole, significa una Media F. zero. In questo caso la portante e l'oscillazione locale sono sincrone e l'uscita del battimento sarà unicamente un determinato livello di corrente continua.

Si può dimostrare, matematicamente, che questo livello dipende dalla fase dell'oscillatore locale rispetto alla portante: da qui, possibilità di rivelare quanto di informazione vi è in quest'ultima, naturalmente se l'oscillatore locale resta perfettamente sulla frequenza della portante. Questa condizione è difficilissimo ottenere da un oscillatore normale L/C: si ricorre perciò ad una disposizione che rende possibile questa oscillazione locale nella sua frequenza e fase dovuta derivando queste ultime dallo stesso segnale in arrivo.

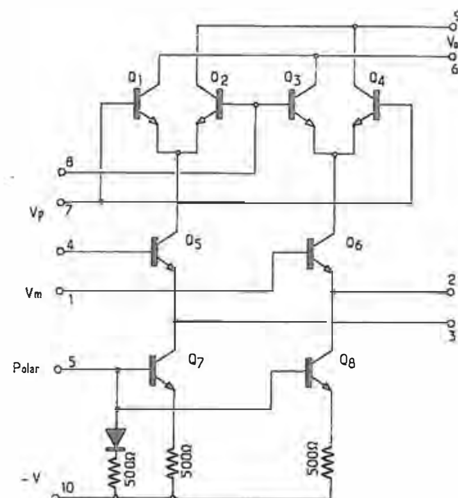


Fig. 57 AB - Settore « demodulatore bilanciato » all'interno di un circuito integrato. Ad un amplificatore bilanciato (Q5 e Q6) è inoltrato il segnale preventivamente « limitato ». L'amplificatore ne comanda un altro (sempre differenziale) formato da Q1/Q2 e Q3/Q4, al quale giunge anche il segnale di Media F. All'uscita si ha « V_o » che è il risultato di una moltiplicazione (logaritmica-lineare) del segnale limitato con quello di Media F. (modulato).

Tale disposizione prevede anzitutto una « limitazione » del segnale che, similmente a quanto abbiamo visto avviene per i rivelatori della modulazione di frequenza, annulla la modulazione d'ampiezza; devono poi essere eliminate le armoniche che la limitazione provoca e si perviene ad una oscillazione perfettamente sinusoidale.

Quest'ultima, liberata come si è detto dalla modulazione — con una fase corretta e, naturalmente con la stessa identica frequenza della portante perché da essa deriva — viene avviata ad un circuito di **demodulatore bilanciato** nel quale converte la portante della Media F. in corrente continua, in base a quanto già detto. Le bande laterali resteranno e corrisponderanno alla modulazione originale (dell'emittente).

Il circuito dell'integrato o della parte dell'integrato che attua questa demodulazione può essere quello di **figura 57 AB**. Si tratta, più esattamente, di un « moltiplicatore di segnali analogici » e — si noti — può essere impiegato (ed è spesso impiegato) anche per altre applicazioni, in particolare per la realizzazione di un modulatore bilanciato (trasmissione su banda laterale unica) oppure di un rivelatore di prodotto (ricezione di banda laterale unica) e, nel campo TV, per la demodulazione del segnale video.

Il segnale « limitato » di cui si è testé detto (V_m) è applicato alle entrate 4-1; perviene alle basi di Q5 e Q6 che costituiscono un amplificatore differenziale. Viene con esso comandata la corrente fornita ad un altro amplificatore differenziale (doppio) formato da Q1 + Q2 con Q3 + Q4.

Alle basi di questo amplificatore differenziale doppio è avviato anche un altro segnale, e precisamente V_p che è il segnale normale di Media

F. modulato (tra 7 ed 8). L'uscita che ne risulta, e che può essere prelevata ai capi di due resistenze di carico, è V_o (tra 9 e 6) e risulta essere una moltiplicazione logaritmica-lineare a due quadranti di V_m per V_p.

Normalmente il livello di V_p è alto e satura Q1 + Q2 + Q3 + Q4; per contro il livello di V_m è basso e comanda in stato di non saturazione Q5 + Q6. Indicando con F_p il primo segnale ed F_m il secondo avremo, in uscita, esclusivamente dei segnali alle frequenze di somma e di differenza (la modulazione) e cioè ($F_p + F_m$) ed ($F_p — F_m$) con ampiezze massime controllate dal livello di V_m.

Gli emettitori dell'amplificatore. differenziale del segnale V_m sono connessi ai capi 2 e 3; inserendo una resistenza esterna di valore regolabile, tra di essi, si può determinare la gamma per la quale il funzionamento è lineare e controllare anche il guadagno d'assieme (per quanto riguarda il livello d'entrata), essendo il guadagno inversamente proporzionale al valore della resistenza.

Controlli automatici

Nei diversi punti del ricevitore sono previsti componenti il cui valore può essere variato onde modificare il comportamento del circuito: esempi tipici di questi organi di variazione sono i potenziometri e tra di essi basilare è quello che modifica il grado di amplificazione di Bassa Frequenza, quello cioè noto come comando di « volume ».

A volte è presente un variatore di « tono » (modifica del responso) e — se per caso non si fosse provveduto altrimenti, come è di norma — si dovrebbe disporre anche di un variatore della sensibilità (grado di amplificazione a radiofrequenza, ossia **guadagno**), nonché, negli apparecchi per frequenze alte (onde corte ed ultracorte) di un correttore della sintonizzazione (**controllo di frequenza**).

Gli ultimi due tipi di intervento citati sono stati resi, da tempo, automatici nel senso che è il ricevitore stesso che provvede ad adeguarsi e ad attuarli quando ciò si rende necessario. E quando sia necessario — si intuisce — sono le caratteristiche del segnale in arrivo che lo determinano, in conformità a ben precise situazioni e livelli limite previsti dal progettista.

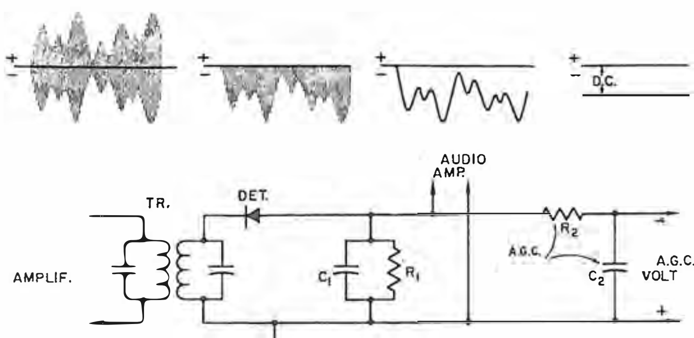


Fig. 58 AB - Ai capi del carico (R1) del diodo rivelatore (D) si ha a disposizione l'inviluppo di modulazione che è una componente continua (in questo caso, negativa) variabile in relazione al contenuto dell'informazione; eliminando mediante filtraggio (R2-C2) quest'ultima variabile, si può utilizzare la tensione continua ottenuta per polarizzare elementi amplificatori in maniera tendente a variarne il punto di funzionamento.

Controllo automatico di guadagno

Di fronte ad un'ampia gamma di valori dell'intensità di segnale che il ricevitore può trovarsi ad affrontare (stazioni deboli, lontane; emittenti prossime, o comunque, potenti, affievolimenti, ecc.) il grado di amplificazione deve mutare per presentarsi nel suo massimo possibile in favore dei segnali deboli e molto attenuato per i segnali forti.

Raggiungere questo scopo non è difficile.

Agli elementi attivi degli stadi (transistori o valvole) si forniscono determinate tensioni (polarizzazioni) che pongono il componente in una prescelta posizione di funzionamento: è sufficiente che avvenga un mutamento in una di queste tensioni per cambiare la situazione preesistente. Si può dunque accrescere il grado di amplificazione, oppure diminuirlo, automaticamente, facendo in modo che vi sia una tensione di polarizzazione conseguente all'intensità del segnale captato. È appunto ciò che si ottiene mediante l'A.G.C. (Automatic Gain Control) a volte denominato C.A.V. (Controllo Automatico di Volume) o anche C.A.G. (Controllo Automatico di Guadagno).

Un sistema ideale di A.G.C. dovrebbe permettere di ottenere, dopo la rivelazione, un segnale costante, qualunque sia il segnale d'antenna (da qualche microvolt a qualche millivolt, ad esempio).

Noi sappiamo bene — lo abbiamo visto poco più sopra — che dopo la rivelazione disponiamo di una tensione rettificata, cioè una tensione continua recante tuttavia quanto ci interessa in quel punto: l'inviluppo di modulazione (Bassa Frequenza). Se, mediante un filtro eliminiamo quest'ultimo rimane a nostra disposizione solo la componente continua e dal momento che il suo livello è strettamente conseguente a quanto di segnale si è captato, ecco che disponiamo di una tensione variabile in ampiezza col segnale in arrivo. È questa dunque una tensione che può essere utilizzata per un intervento, nel senso desiderato, sulla polarizzazione di uno o più elementi attivi precedenti il rivelatore.

La **figura 58 AB** con l'indicazione della forma del segnale nei diversi punti del circuito rivelatore è molto significativa al riguardo.

Se gli stadî da controllare utilizzano valvole è sulla loro polarizzazione di griglia che si deve agire, in quanto sappiamo come essa sia determinante per stabilire il punto di funzionamento sulla « curva » della valvola stessa: di conseguenza, la sua amplificazione. In questo caso la tensione continua ottenuta deve essere negativa rispetto a massa (ciò dipende dal senso di inserzione del diodo rivelatore) perché la polarizzazione di griglia è negativa.

Con i transistori si può rendere necessaria una tensione di controllo negativa o positiva a seconda del tipo di transistore e dell'elettrodo al quale viene applicata.

AGC inverso - AGC diretto

Col circuito di figura 58 AB si ha a disposizione una tensione negativa.

Se la tensione di A.G.C. è applicata alla base del transistore da controllare si richiede una tensione positiva per i transistori PNP e negativa per gli NPN.

La **figura 59 AB** mostra uno stadio amplificatore del tipo abituale ad emettitore comune: la tensione A.G.C. è avviata alla base. Un cambiamento di questa tensione cambierà il punto di lavoro del transistore: ciò porterà ad un cambiamento della corrente c.c. di emettitore.

Nel circuito, R1 ed R4 formano un partitore di tensione che determina la tensione alla base in condizioni di assenza di segnale. Dal momento che si usa un transistore PNP la tensione, come si è detto, è negativa; la tensione A.G.C. prevista deve essere allora positiva perché allorché aumenterà per effetto di aumentato segnale in arrivo, il maggiore potenziale (positivo) dell'A.G.C. andrà alla base, diminuendo la polarizzazione (che è qui, in senso diretto) e, di fatto, l'amplificazione.

Come si vede in questa applicazione, la tensione A.G.C. agisce come una tensione di reazione negativa: per questo, con un transistore NPN occorre porsi nelle stesse condizioni, ciò che avviene usando una tensione negativa di A.G.C. anziché positiva.

Quando l'A.G.C. impiega la tensione nel senso ora visto, e cioè provoca un effetto di reazione negativa portando l'amplificatore verso l'interdizione, è detto **inverso**: è quanto abbiamo visto nell'esempio di figura 59 AB. È possibile però, anche un secondo metodo, detto **diretto**.

Nel caso di un A.G.C. diretto, l'amplificatore è pilotato verso la sua regione di saturazione. Come esempio, si supponga che la tensione dell'A.G.C. in figura 59 AB sia negativa. Il transistore sarà autopolarizzato in modo tale da funzionare, in condizioni di assenza segnale, molto in alto della sua curva caratteristica. Quando arriva un segnale si sviluppa nel circuito rivelatore una tensione A.G.C. negativa, tensione che essendo riportata sulla base del transistore aumenta la sua polarizzazione diretta.

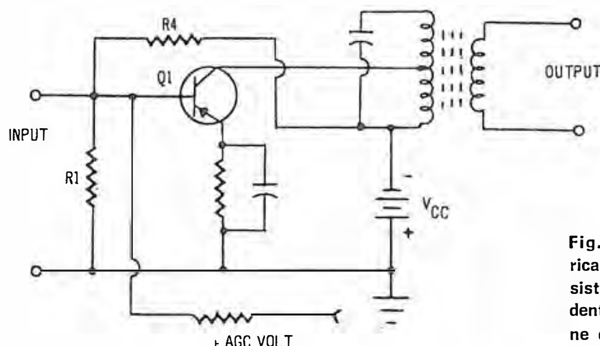


Fig. 59 AB - La tensione A.G.C., ricavata, ad esempio, secondo il sistema visto nella figura precedente, influenza la polarizzazione di base in modo da spostare il punto di funzionamento del transistore amplificatore; per un transistore PNP, come è Q1, la tensione A.G.C. deve essere, però, positiva.

Un aumento di livello del segnale provocherà un aumento della tensione A.G.C.; ciò aumenterà la conduzione che, a sua volta porterà il transistore alla saturazione o quasi. Poiché il transistore funziona più vicino alla saturazione il suo guadagno viene ridotto di conseguenza.

Per contro, se il livello di segnale cala, la tensione negativa A.G.C. diminuisce, la polarizzazione diretta diminuisce anch'essa ed il transistore è portato a funzionare nella regione più bassa dove il suo guadagno è più alto.

Mentre l'A.G.C. diretto consente una gamma maggiore di segnale applicato, quello inverso è più semplice da adottare, costituisce un carico minore per i circuiti sintonizzati e provoca variazioni più ridotte nelle capacità d'entrata e di uscita.

AGC ritardato o differito

Utilizzando il diodo rivelatore del segnale presente, ai fini dell'estrazione dell'informazione, anche come diodo per disporre della tensione A.G.C. si realizza il dispositivo nel modo più economico. Può però essere opportuno mantenere separate le due funzioni: in altri termini, inserire in circuito un altro diodo che svolga la rettificazione unicamente per l'A.G.C.

Questa scissione facilita un'altra prerogativa che è quasi d'obbligo raggiungere: il ritardo dell'azione A.G.C.

Diciamo subito che per « ritardo » non si intende un intervento spostato nel tempo: l'azione deve sempre manifestarsi nei tempi previsti. Si tratta di un « ritardo » in tensione, vale a dire l'azione si manifesta « dopo » una determinata tensione. Vediamo il motivo per cui ciò si rende praticamente indispensabile.

Senza alcun intervento al riguardo, ossia secondo il principio di funzionamento esposto all'inizio, tutti i segnali in arrivo producono una tensione di correzione A.G.C., anche quelli più deboli. Di conseguenza, il ricevitore non potrà mai manifestare la sensibilità massima di cui è capace perché vi sarà sempre un'azione frenante (A.G.C.). Bisogna perciò fare in modo che l'A.G.C. cominci ad agire soltanto dopo un certo livello di segnale in arrivo. I segnali al disotto di questo livello saranno pertanto amplificati pienamente mentre quelli che quel livello superano saranno soggetti al controllo automatico di guadagno.

Una situazione simile è facilmente raggiungibile: è sufficiente che al diodo preposto alla rettificazione sia avviata una polarizzazione (una tensione) fissa, di polarità tale da spostare il livello d'inizio della rettificazione. Così il diodo non fornirà tensione raddrizzata in uscita sintanto che i valori di picco del segnale modulato di Media F. risulteranno inferiori a questa « tensione di ritardo » prefissata: il suo valore, ad esempio, per ricevitori casalinghi di radiodiffusione è dell'ordine di qualche volt.

Un caso che può verificarsi, a proposito dell'A.G.C. è quello che per certi ricevitori (professionali e semiprofessionali) sia utile e necessario disporre di una tensione di controllo più am-

pia di quella che il raddrizzamento della tensione di segnale mette a disposizione.

Si risponde a questa esigenza con l'inserzione di uno stadio apposito destinato ad amplificare la tensione che si preleva dal diodo rivelatore.

L'uscita del ricevitore, adottandosi l'A.G.C. amplificato, rimane costante anche per ampie variazioni dell'intensità del segnale in arrivo: anche le variazioni dei segnali deboli risultano meglio controllate.

Se in serie all'emettitore del transistore amplificatore aggiunto si pone una resistenza variabile si può regolare l'amplificazione, perciò si può portare la tensione A.G.C. a qualsiasi livello desiderato.

Ci si ricordi che là dove si preleva il segnale (uscita del diodo rivelatore) anche se vi sono cellule di filtraggio queste riguardano la Media F. residua; il segnale rivelato è sì in corrente continua ma accompagna tutta l'alternanza di modulazione (audio). Per questo l'accoppiamento al transistore amplificatore avviene quasi sempre mediante condensatore; il filtraggio della tensione A.G.C. è fatto all'uscita (collettore) del transistore aggiunto, con una o più cellule RC. Sull'azione di questo filtro deve essere fatta qualche considerazione.

Fitraggio della tensione AGC

È per più motivi che si richiede qui un'azione di filtraggio. Una prima ragione, importante, è di impedire che le variazioni di tensione a radiofrequenza e ad audiofrequenza che appaiono ai capi del carico del diodo A.G.C. tornino indietro verso le basi. Se c'è un ritorno di questo genere, infatti, sorgono certamente disturbi e noie dovute ad instabilità.

Da quanto sopra si può vedere che la prima funzione dei circuiti di filtraggio è quella di fare in modo che **solo** la componente continua sviluppata nel circuito A.G.C. venga inviata, come polarizzazione addizionale, agli stadî controllati. I componenti che compongono il filtro assolvono anche la funzione, necessaria, di offrire una via facile — a bassa impedenza — verso massa per la radiofrequenza e la Bassa Frequenza.

I valori di resistenza e di capacità non possono essere scelti a caso se si vogliono raggiungere risultati soddisfacenti nel funzionamento.

Infatti, la costante di tempo dell'assieme del filtro deve essere adeguatamente bassa a che la tensione di polarizzazione A.G.C. risponda alle variazioni di livello del segnale con rapidità sufficiente a cancellare gli effetti degli affievolimenti di propagazione (« fading »).

D'altro canto, questa costante di tempo deve essere anche sufficientemente alta rispetto alla più bassa delle frequenze audio che si vuole riprodurre.

In molti ricevitori a caratteristica professionale si prevede un comando che permette la scelta tra diverse costanti di tempo. Basta, all'uopo, un commutatore che inserisce nel circuito di filtraggio A.G.C. valori diversi di resistenza o di capacità. In tal modo l'operatore può scegliere la posizione più efficace per annullare il particolare tipo di affievolimento manifestantesi.

Nei ricevitori per radiodiffusione di qualità non si adottano costanti di tempo molto brevi perché in tal caso, rapidi affievolimenti porterebbero ad una antimodulazione a frequenza bassa, con conseguente perdita nel responso delle basse frequenze, al disotto dei 250 Hz circa.

Nei ricevitori più correnti la costante di tempo di carica e quella di scarica sono pressapoco eguali. Tuttavia, per certi tipi di ricezione può essere preferibile l'adozione di tempo breve di carica per prevenire l'innesco di lente ondulazioni, ed un tempo di scarica lungo per prevenire un improvviso aumento del rumore negli intervalli dei segnali.

Controllo automatico di frequenza

Far sì che la frequenza dell'oscillatore locale sia stabile e si autocorregga significa migliorare e rendere più confortevoli e pratiche le operazioni di sintonizzazione nonché l'intero servizio prestato dal ricevitore.

In molti casi gli interventi di questo genere equivalgono, come importanza, a quelli che abbiamo visti caratteristici dell'A.G.C.

Perciò i circuiti dell'A.F.C. (Automatic Frequency Control, a volte C.A.F. = Controllo Automatico di Frequenza) sono adottati ogni volta che si rende necessario controllare, accuratamente, la frequenza di un oscillatore in relazione a qualche segnale esterno.

Un simile circuito, come princìpio di base, svolge due operazioni:

1) rileva la differenza tra la frequenza in atto, al momento, prodotta dall'oscillatore e la frequenza che effettivamente deve essere prodotta e dà luogo ad una tensione di controllo proporzionale alla eventuale differenza riscontrata;
2) impiega detta tensione di controllo per variare le caratteristiche dell'oscillatore legate alla frequenza affinché la stessa divenga quella voluta e prefissata.

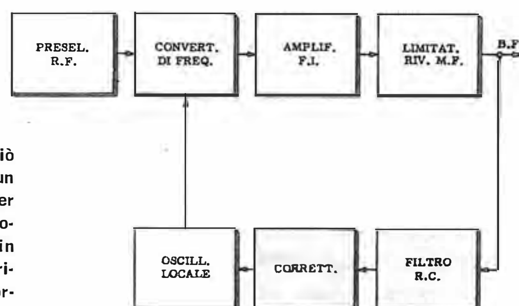


Fig. 60 AB - L'aggiunta di ciò che bisogna apportare ad un circuito di supereterodina per dar luogo ad un controllo automatico di frequenza è messa in evidenza dai due blocchi in grigio. L'oscillatore locale è corretto mediante una tensione continua (accuratamente filtrata) che è proporzionale all'errore: essa è ricavata, come quella dell'A.G.C., dall'uscita del rivelatore.

In genere, si possono distinguere due tipi di A.F.C.: quelli che comandano la frequenza di oscillatori sinusoidali e quelli da usare con oscillatori non sinusoidali. In questa sede interessano solo i primi.

La **figura 60 AB** indica, a blocchi, le funzioni presenti in un ricevitore per modulazione di frequenza mettendo in evidenza le due preposte al C.A.F.

Il correttore discrimina la frequenza differenza e comanda l'oscillatore locale agendo su di un diodo varicap (nei ricevitori con valvole, su di una valvola a reattanza). Il diodo varicap è incluso nel circuito d'oscillazione.

Supponiamo che l'oscillatore locale per motivi di instabilità diminuisca un po' la sua frequenza e che esso sia concepito per funzionare in origine a frequenza più bassa della portante, del valore, appunto, della Media F. In questo caso la variazione conseguente l'instabilità farà aumentare la Media F.; l'aumento provocherà all'uscita dell'apposito discriminatore/correttore una maggiore reattanza capacitiva del varicap che riporterà (aumenterà) la frequenza dell'oscillatore sino al valore giusto.

Lo stesso fenomeno accadrà, ma in senso opposto, se l'instabilità si manifesterà sotto forma di aumento della frequenza dell'oscillatore locale, anziché di diminuzione.

Questa azione regressiva non può determinare, per la sua natura stessa, una correzione totale, ma può solo diminuire — sia pure in misura assai pronunciata — la variazione sopravvenuta. Con ciò il vantaggio di una correzione automatica degli errori d'accordo dovuti all'insufficiente abilità dell'utente è evidente.

Se è presente un circuito del genere l'apparecchio può adottare con successo qualsiasi tipo di predisposizione di sintonia a pulsanti, anche meccanico.

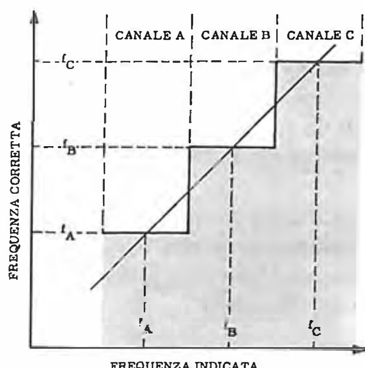


Fig. 61 AB - La tensione del controllo automatico di frequenza deve esercitare la sua azione con un intervento che interessi non oltre la larghezza di un canale: per questo il passaggio da un canale all'altro è repentino e l'andamento della sintonizzazione assume la forma di una serie di gradini.

Nei ricevitori a modulazione d'ampiezza il dispositivo è molto utile, e vi si fa spesso ricorso, se l'apparecchio è destinato ad una installazione su automobile (autoradio).

L'azione dell'A.F.C. consiste dunque nell'annullare gli scarti che si verificano rispetto all'accordo corretto. Tuttavia, affinché l'intervento sia corretto è necessario che l'azione si interrompa quando la differenza d'accordo supera un certo ammontare. È chiaro infatti, che se ciò non avvenisse, una volta accordato il ricevitore su di una data emittente, esso manterrebbe l'accordo per una estensione eccessiva di frequenze prossime per cui l'unico modo per passare all'ascolto di una stazione adiacente sarebbe quello di spegnere l'apparecchio e risintonizzare o più semplicemente interrompere in qualche modo l'azione dell'A.F.C.

Si osservi la **figura 61 AB**. La retta inclinata a 45° rispetto all'origine degli assi cartesiani rispecchia l'andamento tra un supposto indice indicatore della sintonia voluta (fA, fB, fC, ecc. sull'asse orizzontale) e la frequenza generata dall'oscillatore (ordinate) in un apparecchio senza accordo automatico. Evidentemente, ad accordo corretto, siamo in presenza della piena coincidenza e perciò di una retta.

Con un accordo automatico ideale le cose procedono invece come appare nella zona grigia, in certo qual modo a gradini con passaggio repentino tra l'uno e l'altro, vale a dire tra stazione e stazione o, meglio, tra canale e canale. Su

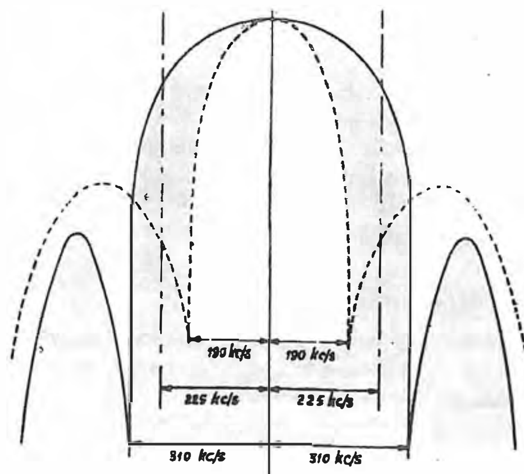


Fig. 62 AB - Questa illustrazione mostra come, con l'azione dell'A.F.C. si renda, ai fini pratici, più ampia la zona utile (grigio) per captare l'emittente, non solo, ma come si allontanino e si riduca la sensibilità dei due punti laterali sui quali l'utente può essere indotto ad effettuare un accordo errato.

ogni singola stazione (canale) l'apparecchio però si mantiene sintonizzato a dovere per un buon tratto del comando di sintonia. In altri termini: la regolazione di quest'ultimo non modifica la frequenza d'accordo fintantoché non si esce dal canale, nel qual caso il passaggio alla frequenza d'accordo del canale adiacente avviene di scatto.

L'ampiezza del canale dovrà essere quella assegnata a ciascuna stazione nella gamma considerata. Per esempio, mentre detta larghezza dovrà essere per un ricevitore a modulazione di frequenza (radiodiffusione) di circa 200 kHz, se il dispositivo venisse usato nella gamma delle Onde Medie la larghezza del canale dovrebbe essere di 9 kHz.

La **figura 62 AB** riporta l'andamento della larghezza di zona utile all'accordo lungo la scala del ricevitore nel caso di apparecchio senza dispositivo A.F.C. (curve tratteggiate) e con dispositivo (curve a tratto intero = zona grigia). Si osservi quanto più ampio sia il picco centrale (quello d'accordo esatto). Si noteranno anche due picchi laterali, in entrambi i casi: si tratta dei due punti per i quali molte volte, oltre a quello centrale, si verifica l'ascolto e su uno dei quali un operatore poco esperto potrebbe sintonizzare il ricevitore ottenendo evidentemente risultati di qualità inferiore. Orbene, l'intervento

dell'A.F.C., come si vede, rende meno ampie queste due zone laterali di accordo errato, accentuando anche la differenza tra di esse ed il picco centrale a vantaggio di quest'ultimo.

Per concludere riportiamo uno schema di applicazione pratica (**figura 63 AB**). Come si può osservare, il diodo varicap è incluso nel circuito risonante dell'oscillatore; è comandato dalla tensione continua (A.F.C. volt) ricavata dall'uscita audio del discriminatore. Sappiamo che questa tensione deve essere adeguatamente filtrata per impedire che si verifichi una modulazione della frequenza d'oscillazione: il filtro è formato da una resistenza da 100 kΩ e da una capacità di 50 000 pF. Per rispondere pienamente alle esigenze dell'A.F.C., il discriminatore deve essere in grado di fornire una tensione di controllo di 0,5 volt per ogni 100 kHz di spostamento della Media Frequenza.

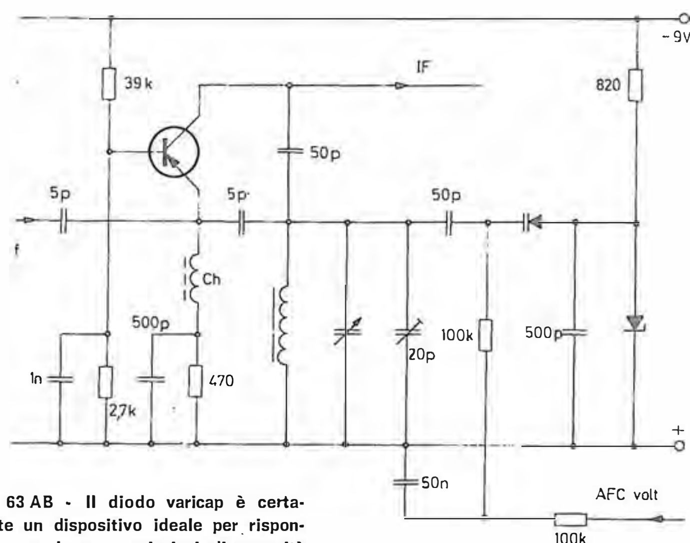


Fig. 63 AB - Il diodo varicap è certamente un dispositivo ideale per rispondere, con le sue variazioni di capacità proporzionali alla tensione, alle sollecitazioni di correzione che gli fornisce la tensione A.F.C. Esso entra a far parte, perciò, del circuito oscillante nel calcolo del quale deve essere compresa la sua capacità a riposo.

Ricevitori per automobile

Captare le trasmissioni su di un mezzo mobile comporta il soddisfacimento di particolari esigenze derivanti dalla natura stessa del mezzo e dalle sue caratteristiche peculiari. Per un'autoradio ciò significa tenere presente che la tensione di alimentazione è una corrente continua di 12 volt nella quasi generalità dei casi, e che il sistema di captazione (antenna) non può essere molto esteso né direttivo. Dimensioni ridotte e facilità di manovra sono due altri elementi che bisogna soddisfare nella realizzazione dell'apparecchio, per evidenti motivi.

Da queste e da altre esigenze è nato un tipo specifico di apparecchio che, in particolare diversi anni fa, differiva molto dal ricevitore di casa e che, sempre allora, era di costruzione alquanto critica nonché modesto nei risultati. Si pensi solamente cosa significasse ai citati fini il necessario impiego delle valvole: le custodie erano sempre relativamente grandi, occorrevano sospensioni antivibranti per le valvole e per il tutto, bisognava trasformare i 12 volt c.c. in 120/220 volt (si impiegava un vibratore...), i comandi e le tarature erano instabili, ecc.

La comparsa dei semiconduttori ha rappresentato — per questo settore — come è facile intuire, una enorme apertura in grado di appianare di colpo tutte le difficoltà. L'integrazione degli stessi ha apportato, e sta apportando, innovazioni oltremodo sofisticate, tanto da creare ora, come vedremo, impieghi dell'apparecchio che vanno al di là del semplice ascolto della radiodiffusione ma volgono, in modo semiautomatico, alla sicurezza del viaggio e del viaggiatore.

L'autoradio oramai è talmente diffusa ed abituale che le case costruttrici di automobili prevedono addirittura l'apposito spazio (che è stato standardizzato) sul cruscotto dell'auto. Sempre più numerosi sono i modelli che consentono l'ascolto delle trasmissioni stereo nonché quelli con ricerca automatica delle emittenti e memorizzazione delle stesse.

Un abbinamento molto frequente è quello col lettore di nastri magnetici (**figura 64 AB**) registrati a « cassette » che nei tipi più elaborati permette anche la registrazione dei programmi stereo captati, nonché quella monoaurale da microfono con comando a distanza (sul microfono stesso) di inserzione ed esclusione (**figura 65 AB**).

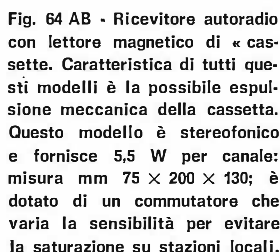
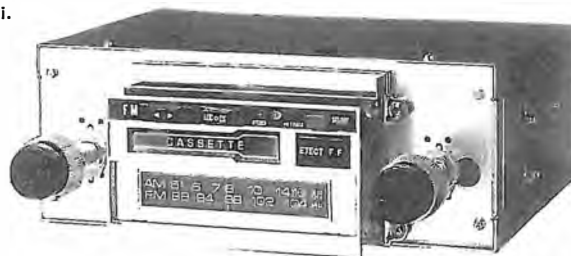


Fig. 64 AB - Ricevitore autoradio con lettore magnetico di « cassette. Caratteristica di tutti questi modelli è la possibile espulsione meccanica della cassetta. Questo modello è stereofonico e fornisce 5,5 W per canale: misura mm 75 × 200 × 130; è dotato di un commutatore che varia la sensibilità per evitare la saturazione su stazioni locali.



Un grosso problema concernente l'autoradio è sempre stato quello dei disturbi elettrici generati dal motore. Vi si è rimediato inserendo resistenze smorzatrici e condensatori di fuga nei circuiti ove questi disturbi si creano; ciò in particolare per quelli dell'accensione (scintille delle candele). Tuttavia, diffondendosi la ricezione a modulazione di frequenza, si è visto che i disturbi per questa gamma potevano essere eliminati assai meglio con mezzi elettronici che non con quelli convenzionali. Per sommi capi, l'intervento a questo riguardo, che si basa sul fatto



Fig. 65 AB - È un modello maggiormente perfezionato rispetto al precedente. Include, infatti, il dispositivo elettronico antirumore di cui si dice nel testo, la possibilità di registrazione, segnalazione di termine del nastro ottica ed acustica, ecc. Misura mm 60 × 174 × 145. Naturalmente è per AM ed FM e per ricezione stereo che può anche registrare come tale.

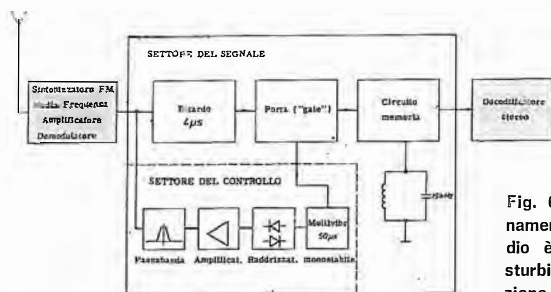


Fig. 66 AB - Uno degli ultimi perfezionamenti apportati al circuito dell'autoradio è l'intervento soppressore dei disturbi particolarmente utile nella ricezione FM. Basa il suo funzionamento sulla soppressione del segnale disturbo mediante interruzione del circuito, interruzione che, impulsiva, non è avvertita acusticamente. Questa interruzione è fatta sul segnale di Bassa Frequenza.

che questi disturbi sono di natura impulsiva, avviene come segue.

Tra l'uscita del demodulatore (**figura 66 AB**) e l'entrata del decodificatore stereo (oppure l'amplificatore audio, nella ricezione monofonica) viene inserito un circuito costituito, tra l'altro, da un filtro passa-alto che separa i segnali dovuti alle interferenze da quelli audio; nel circuito figura anche un amplificatore controllato ed un oscillatore monostabile (multivibratore) che genera degli impulsi per una « porta ». Se non vi sono segnali di disturbo si ha un passaggio normale dell'audio e il trasferimento ha luogo come se il dispositivo fosse un semplice conduttore; se, invece, arrivano impulsi di disturbo, il circuito si interrompe: il segnale audio — ritardato da un filtro passa-basso — è infatti interrotto dagli impulsi di porta di cui si è detto. Terminato l'impulso disturbante il circuito si chiude nuovamente: nel complesso, il livello d'uscita resta costante considerando che i disturbi formano impulsi estremamente brevi e l'orecchio non percepisce le conseguenti interruzioni.

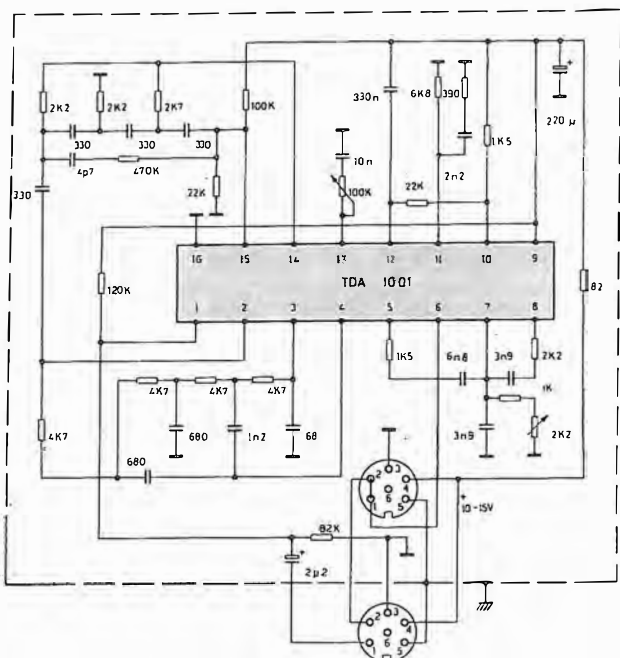


Fig. 67 AB - Il soppressore elettronico di disturbi è molto efficace, tanto da prevedersi la sua generalizzazione applicativa: ciò ha giustificato la produzione di un apposito circuito integrato (TDA 1001) che qui vediamo con i componenti discreti periferici, costituire un modulo completo. Il segnale entra al piedino « 1 » ed esce dal « 6 ».



Fig. 68 AB - Autoradio corredata del dispositivo ARI che abilita l'apparecchio alla ricezione — in maniera automatica — di tutte le informazioni locali sul traffico, con passaggio (anch'esso automatico) dalla zona di una emittente a quella di un'altra.

Poiché la ricezione stereo abbisogna della presenza costante della nota pilota a 19 kHz, un filtro su tale frequenza (vedi figura) la conserva durante le soppressioni. Inoltre, una rete di integrazione regola l'amplificazione per cui il ricevitore rimane funzionante anche durante un'interferenza continua. La **figura 67 AB** si riferisce ad un modulo che utilizza un circuito integrato creato appositamente per questo impiego.

Abbiamo prima accennato al sempre più frequente abbinamento col registratore a cassette. È da rilevare, in proposito, che il motorino di trascinamento del nastro deve, necessariamente, essere molto costante ed uniforme nel suo moto: la batteria di bordo però può non garantire una tensione sempre eguale per cui anche per raggiungere questa premessa si ricorre al comando elettronico del motorino.

E veniamo, infine, ad altri servizi che l'autoradio può fornire laddove, ben inteso, ci si preoccupa con speciali trasmissioni e sistemi di fornire informazioni relative. Non intendiamo riferirci alle sporadiche e generiche notizie sul traffico che, ovviamente, qualsiasi autoradio può captare se trasmesse dalle normali emittenti di radiodiffusione, bensì ad una rete apposita, in permanente azione, formata da più posti settoriali di emissione collocati nei pressi delle autostrade.

Con questa soluzione i vantaggi per l'automobilista sono molteplici.

Le diverse emittenti, che possono fornire notizie diverse e di particolare utilità perché interessanti la zona di loro competenza, si sostituiscono automaticamente col passaggio dell'auto da una zona all'altra, non solo, apposite indicazioni visive sul pannello segnalano e identificano il cambiamento regionale. Secondo un sistema già funzionante da alcuni anni nella Germania Federale, denominato ARI, l'accensione di una spia gialla vuol dire che si è nel campo di una trasmittente destinata all'emissione di messaggi sul traffico; un diverso avviso ottico segnala quando quella trasmittente sta irradiando il messaggio. In questo caso, anche se si è in ascolto d'altro (ad esempio, radiodiffusione o, anche, lettura di nastri) il ricevitore (**figura 68 AB**) si commuta, senza alcun intervento dell'automobilista, sull'ascolto del messaggio. Questo intervento può essere predisposto addirittura per l'accensione del ricevitore se questo risulta spento.

Questi automatismi sono conseguenti ad una codificazione che accompagna la trasmissione e che trova riscontro nel decodificatore incorporato nell'apparecchiatura da installare a bordo dell'auto. Gli sviluppi in questo campo hanno già portato — per ora ancora in via sperimentale — ad un nuovo sistema che informa tempestivamente l'automobilista mediante un'indicatore collocato nell'auto, sugli intasamenti (strada da preferire), interruzioni (deviazione da seguire), condizioni della strada, via più breve per arrivare alla meta che si iscrive all'inizio del viaggio, il tutto tenendo presente — ben inteso — le condizioni istantanee del momento.

Ricevitori per filodiffusione

In seguito ad un accordo internazionale la trasmissione della radiodiffusione su Onde Medie (e Lunghe) avviene con una modulazione che non può superare in frequenza i 4 500 Hz; infatti, essendo ciascuna trasmittente modulata con la conservazione di entrambe le bande laterali, il canale occupato è quello ben noto di 9 kHz (4 500 + 4 500 Hz). Questa restrizione è stata adottata per consentire il maggior numero possibile di stazioni entro la gamma riservata a questo servizio, con un sacrificio qualitativo però che, nel tempo, si è andato sempre più rivelando.

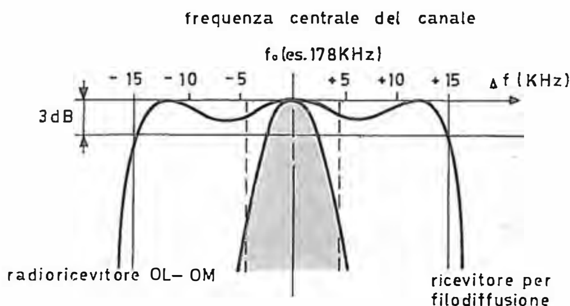


Fig. 69 AB - La zona in grigio mostra la banda passante tipica (9 kHz) delle trasmissioni a modulazione d'ampiezza (radiodiffusione). L'altra curva delimita invece la banda passante di cui può usufruire la filodiffusione (16,5 kHz: in pratica, da 30 Hz a 15 kHz).

La restrizione porta perciò ad un grosso inconveniente di natura qualitativa nei riguardi della fedeltà di riproduzione. Se, come avviene in realtà, una ripresa musicale è effettuata con tutti gli accorgimenti necessari ad evitare alterazioni del segnale e — a maggior ragione — tagli di frequenze, allorché si utilizzerà il segnale stesso per modulare una emittente ad Onde Medie si renderà nullo l'impegno posto nella ripresa per captare le frequenze (e sono molte) superiori ai 4 500 Hz. Si può quindi affermare che con la radiodiffusione ad Onde Medie nella pratica attuale non è possibile fare dell'Alta Fedeltà.

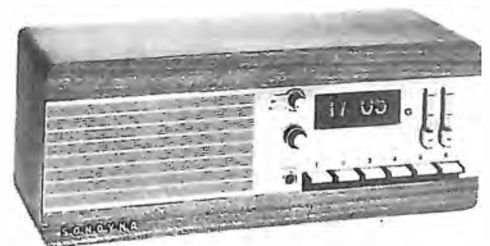
Un efficace rimedio — il lettore lo sa — consiste nel ricorrere a frequenze portanti molto più alte (ciò che rende percentualmente assai meno importante la larghezza delle bande laterali) e nel modulare col sistema a modulazione di frequenza (FM). L'Alta Fedeltà e la Stereofonia sono perciò irradiate e possibili oggi, unicamente nella gamma delle VHF. Il limite citato dei 4 500 Hz può essere — ed è — portato così a 15 000 Hz, vale a dire a pressapoco il massimo della capacità uditiva del nostro orecchio.

Il sistema a modulazione di frequenza, se si vogliono evitare determinati disturbi (ad esempio, quelli provenienti dalle auto) deve agire con un segnale di buon livello, ciò che obbliga spesso all'impiego di un accurato impianto d'antenna. La sintonizzazione deve essere effettuata sempre con cura. Data la portata ottica di queste frequenze si possono riscontrare, a volte, zone d'ombra nelle quali il segnale risulta non utilizzabile.

L'ideale per ascoltare appieno (senza disturbi) la riproduzione di un segnale captato dai microfoni e amplificato da impianti adeguati sarebbe quello di un collegamento diretto via cavo. È evidente che il costo di un sistema del genere per servire tutti gli utenti sarebbe oltremodo alto perché comporterebbe la posa di una rete di cavi appositi, a bassa perdita dielettrica. Per fare un passo in questa direzione non si sono abbandonate perciò le onde hertziane, ma si è giunti, si può dire al paradosso, di incanalarle sui fili...

Spieghiamo meglio questa soluzione che è del resto quella di cui noi abbiamo già parlato a pagina 29 x descrivendo un interfonico utilizzante le onde convogliate sui fili della rete elettrica.

La rete che è stata scelta per fornire il servizio caratterizzato dai pregi che abbiamo accennati è quella telefonica; è, evidentemente, molto estesa, capillare e qualitativamente sufficiente per un trasporto di onde che non siano troppo alte in frequenza. Quest'ultimo è il motivo per cui il servizio di cui ci occupiamo si basa sulle Onde Lunghe.



Vi sono in commercio soluzioni molteplici per la ricezione della filodiffusione: esse vanno dal ricevitore completo, come quello illustrato (schema a pagina seguente) al solo sintonizzatore valido per l'abbinamento permanente con un impianto HI-Fi. Il ricevitore riprodotto incorpora un orologio elettrico ed un interruttore a tempo per sveglia o altri interventi programmati. In futuro si prevedono modelli con indicazione del Canale inserito e tasti a sfioramento.

Si è scelta una data frequenza « vettrice » per ogni canale voluto, nell'ambito delle Onde Lunghe e, dal momento che queste non vengono irradiate via etere, si è potuto modulare questa portante con tutta la gamma audio, vale a dire sino ai 15 000 Hz. Laddove, via etere, sono allocati 20 canali, qui se ne dispongono 6 e precisamente:

Uno a 178 kHz - Canale 1
Uno a 211 kHz - Canale 2
Uno a 244 kHz - Canale 3
Uno a 277 kHz - Canale 4
Uno a 310 kHz - Canale 5
Uno a 343 kHz - Canale 6

Come si vede vi è un intervallo uniforme di 33 kHz che permette pienamente la larga banda di modulazione (**figura 69 AB**). Vi è così anche un margine utile a ridurre al minimo le interferenze nascenti dal reciproco effetto delle frequenze fondamentali con tutta la loro gamma di frequenze armoniche.

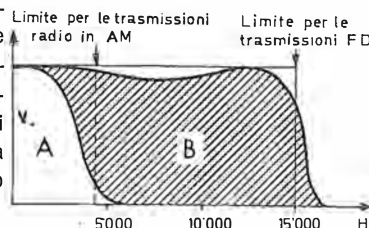


Fig. 70 AB - Risposta complessiva in Bassa Frequenza nel caso di un radioricevitore per modulazione di ampiezza (A) e di un ricevitore costruito appositamente per la filodiffusione; se, per la filodiffusione fosse adottato un comune apparecchio per Onde Lunghe, il responso resterebbe limitato ad A.

Dal momento che le caratteristiche del segnale rispondono per quanto riguarda il valore della distorsione armonica e di intermodulazione alle norme dell'Alta Fedeltà (Hi-Fi), non solo, ma che per due Canali, con l'ausilio di un terzo, è immesso sulla rete un programma stereofonico, si comprende come questa fonte costituisca anche un'attrattiva di primaria importanza per chi possiede un amplificatore « Hi-Fi ».

Il progetto del ricevitore non può prescindere dall'obbligo di non perdere in alcun punto le prerogative dell'ampia banda passante; questo è il motivo per cui un normale ricevitore per radiodiffusione provvisto della gamma delle Onde Lunghe pur potendo consentire la ricezione è del tutto sconsigliabile. Infatti, i filtri di cui i ricevitori per radio sono dotati (specialmente quelli di Media Frequenza) taglierebbero tutte le frequenze di modulazione al disopra dei 4 500 Hz, e tutta la zona tratteggiata che si può osservare in **figura 70 AB**, rappresentante la superiorità qualitativa della filodiffusione, andrebbe persa.

Oltre a ciò si deve rilevare che il segnale della filodiffusione è distribuito sui due fili telefonici (« doppino ») in modo simmetrico rispetto a massa; il circuito d'entrata dei ricevitori radio (antenna) non è quasi mai simmetrico verso massa per cui si verificherebbero distorsioni e alterazioni di importante entità, dovute alla dissimetria.

È superfluo dire che nessuna interferenza si verifica col normale uso del telefono: quest'ultimo può essere contemporaneo all'ascolto dei programmi filodiffusi. Ciò che occorre, presso l'utente, è la presenza di un filtro a due sezioni, una passa-alto ed una passa-basso, in serie tra loro, da collocare in casa, tra la linea urbana e l'apparecchio telefonico. Alla stessa linea di casa possono essere collegati sino a quattro diversi ricevitori per filodiffusione che possono funzionare tutti contemporaneamente riproducendo sia lo stesso programma sia programmi diversi.

Il ricevitore come sviluppo schematico (**figura 71 AB**) è meno complesso di una normale supereterodina.

Esso è sempre un amplificatore d'Alta Frequenza (amplificazione diretta) a circuiti d'entrata accordati in modo fisso, commutati (generalmente a mezzo pulsanti), cui fa seguito la rivelazione. Se l'apparecchio è completo come tale, è presente l'amplificatore di potenza; se rappresenta una fonte di segnale per un impianto di amplificazione può essere limitato al rettangolo tratteggiato che, inteso come modulo può, costruttivamente (e per l'alimentazione) essere conglobato nell'amplificatore di Bassa Frequenza, o comunque dislocato alla pari delle altre fonti (pick-up, registratore, ecc.).

Si hanno ricevitori stereofonici costituiti, in pratica, da due complessi riceventi separati, sintonizzabili l'uno su di un canale (A + B) e l'altro sull'apposito canale che reca il segnale stereo complementare (A — B): premendo contemporaneamente i due tasti i due segnali vengono ricomposti, nel ricevitore, da una matrice stereo che fornisce alle uscite i due segnali A e B.

Vengono emessi particolari segnali di prova per consentire, una volta tanto, l'ottimazione della separazione stereo.

Nei ricevitori più elaborati è presente, a volte, un circuito di controllo automatico di guadagno che rende l'apparecchio insensibile alle eventuali variazioni di livello.

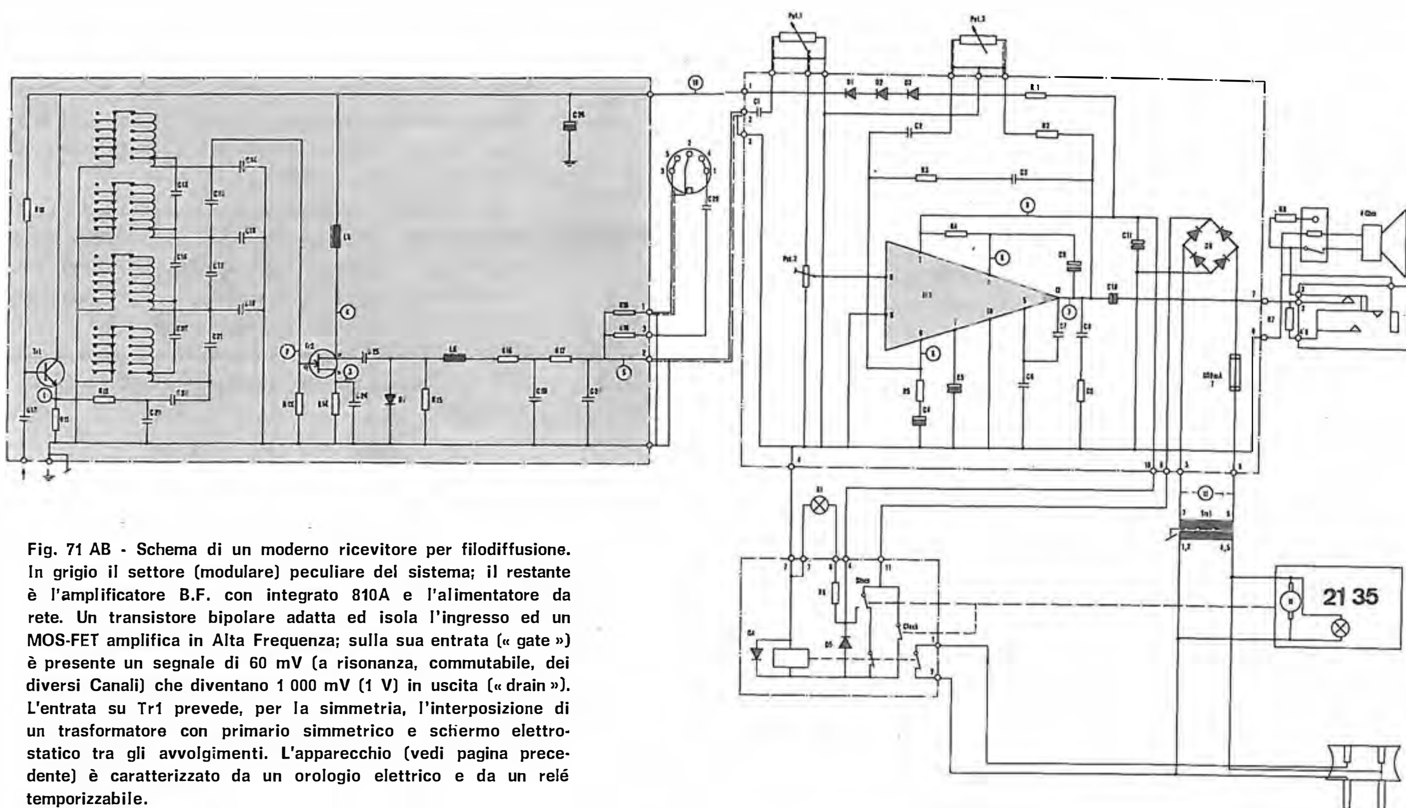
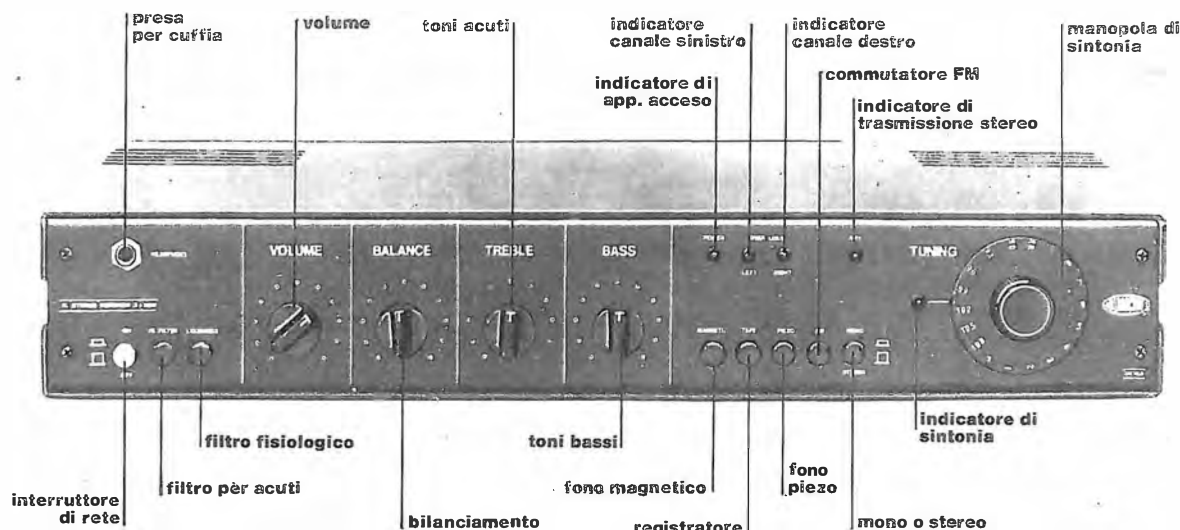


Fig. 71 AB - Schema di un moderno ricevitore per filodiffusione. In grigio il settore (modulare) peculiare del sistema; il restante è l'amplificatore B.F. con integrato 810A e l'alimentatore da rete. Un transistore bipolare adatta ed isola l'ingresso ed un MOS-FET amplifica in Alta Frequenza; sulla sua entrata (« gate ») è presente un segnale di 60 mV (a risonanza, commutabile, dei diversi Canali) che diventano 1 000 mV (1 V) in uscita (« drain »). L'entrata su Tr1 prevede, per la simmetria, l'interposizione di un trasformatore con primario simmetrico e schermo elettrostatico tra gli avvolgimenti. L'apparecchio (vedi pagina precedente) è caratterizzato da un orologio elettrico e da un relé temporizzabile.



Un radioricevitore FM per l'Alta Fedeltà

Il ricevitore radio, qualitativamente e per particolarità tecniche, può essere progettato e costruito per un impiego specifico (telecomunicazioni, collegamenti dilettantistici, autoradio, radiodiffusione a grande distanza, ecc.). In questa selezione si può annoverare ora, anche il ricevitore per radiodiffusione stereo d'alta qualità (Hi-Fi). Questa che presentiamo è una soluzione di notevole interesse che concilia assai bene le due voci sempre contrastanti a questo riguardo: costo e qualità.

Lo schema di questo ricevitore corrisponde a quello del Sintonizzatore per Modulazione di Frequenza da noi presentato a pagina 30 z nonché, per la restante parte (amplificazione ed alimentazione) al montaggio descritto a pagina 28 y. Portando all'interno dell'apposito mobiletto metallico (a basso profilo: vedi illustrazioni) i due circuiti stampati relativi a quelle apparecchiature si può formare il presente ricevitore che, ovviamente, conserva tutte le caratteristiche ed i pregî allora enunciati.

Ricordiamo, per sommi capi, che essi consistono nella possibilità di ricezione stereo, nell'impiego di appositi circuiti integrati per rendere, tra l'altro, più sicuri a chiunque i risultati raggiungibili, nell'indicazione luminosa della giusta sintonizzazione e della presenza di emittente stereofonica. Nel settore di Bassa Frequenza: i diversi filtri sui diversi segnali d'entrata, l'indicazione di eventuale sovraccarico, la possibilità di riprodurre qualsiasi altro tipo di segnale oltre a quello radio (registratore, testine di lettura dischi, ecc.), il controllo separato per interventi sulla curva di riproduzione sia sulle frequenze basse che su quelle alte, la notevole potenza disponibile, la bassissima distorsione, ecc.

Molte di queste prerogative costruttive sono rilevabili dalle fotografie riportate in questa stessa pagina e su quella seguente.

Nel presentare il Sintonizzatore abbiamo esposto un metodo di taratura che presuppone il possesso di strumenti idonei, e più esattamente di un Generatore F.M. e. di un millivoltmetro. Sia per gli interessati al solo Sintonizzatore che per coloro cui interessa l'assieme come ricevitore elenchiamo ora una serie di operazioni in base alle quali è possibile pervenire ad una taratura finale soddisfacente anche se degli strumenti non si dispone.

Si inizia sintonizzando una emittente di debole intensità e si regolano le bobine L6, L4, L5 per il massimo segnale udibile dagli altoparlanti.

Tutti i nuclei di regolazione sono accessibili attraverso un'apposita foratura sul lato ramato della piastra a circuito stampato. Impiegare un cacciavite in materiale isolante ossia, non induttivo.

Durante la regolazione del nucleo di L6 si possono trovare due diversi punti di sintonia; oc-

Il mobiletto metallico si presenta con linea moderna, a basso profilo, che ha il pregio di consentirne il collocamento, con facilità, in molteplici combinazioni e soluzioni estetiche.



L'accesso all'interno è molto agevole ed è completo con la semplice asportazione dei coperchi metallici. I diversi indicatori ottici (vedi illustrazione sotto il titolo) facilitano l'uso anche agli utenti non esperti.

corre regolare il nucleo sul punto di maggiore intensità avendo però cura di posizionarlo nel punto in cui il segnale sia privo di rumore anche se corrisponde ad una lieve diminuzione del massimo raggiungibile.

Il citato accorgimento vale anche per la regolazione delle bobine L4 ed L5. Mano a mano che il segnale in uscita aumenta di intensità durante la regolazione dei nuclei delle bobine (e, in seguito, anche dei compensatori C25, C55 e C65) occorre attenuare il segnale in antenna disponendo diversamente il filo stesso che funge da antenna, oppure si può sintonizzare un'altra emittente di debole intensità.

Per la centratura della scala di sintonia, bisogna conoscere il valore esatto di frequenza di due stazioni ricevibili, di cui una prossima al valore di 88 MHz e l'altra prossima a 108 MHz; meglio ancora, se hanno proprio i valori indicati.

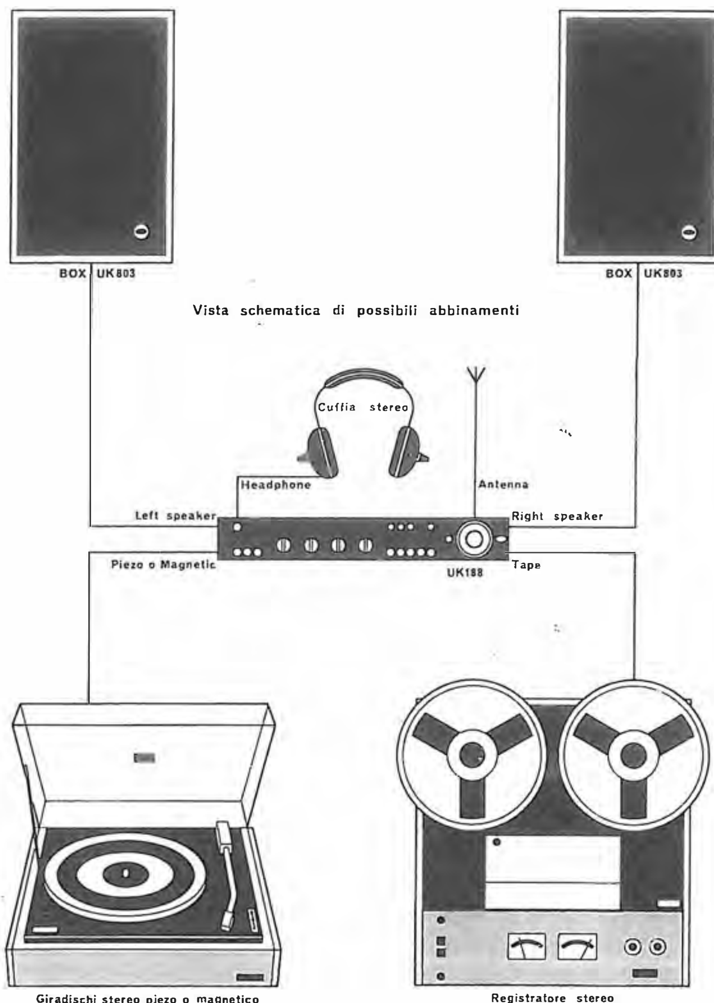
Ruotare la manopola di sintonia in modo che il valore della frequenza nota più prossima a 88 MHz corrisponda con l'accensione del diodo LED corrispondente alla dicitura TUNING; regolare poi L3 in modo da riudire l'emittente conosciuta.

La medesima operazione va fatta sull'altra estremità della scala (108 MHz) regolando però C65. Ripetere più volte queste operazioni.

Per portare al massimo la sensibilità occorre sintonizzarsi prima su una stazione di debole intensità in prossimità di 88 MHz e regolare L2 ed L1 per il massimo segnale in uscita, poi — sempre con un'emittente debole verso i 108 MHz — regolare C55 e C25. Ripetere più volte queste operazioni.

Per la messa a punto del decodificatore stereo senza strumenti, vale quanto già detto in proposito nella descrizione del Sintonizzatore. Si tratta di agire su P2 finché si accende il diodo LED corrispondente alla dicitura MPX; ci si accerti bene, prima, che l'emittente funzioni con trasmissione stereofonica.

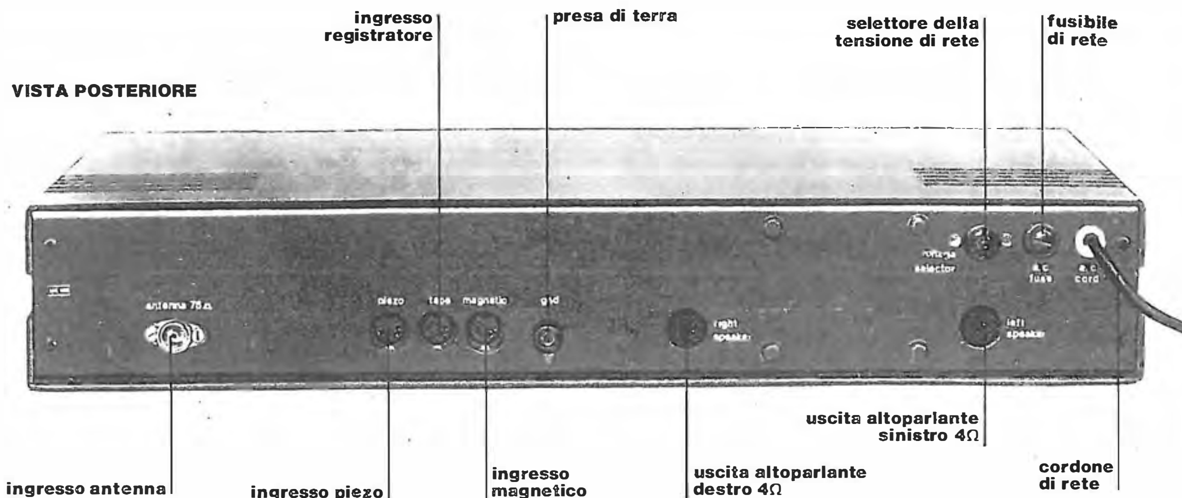
Successivamente si regola P1 (accessibile dal lato rame) in modo che sintonizzando perfettamente una stazione a forte intensità il diodo TUNING abbia la massima intensità luminosa.



Naturalmente un ricevitore di questo tipo (in kit di montaggio = Amtron UK 188) non può non sfruttare le sue doti di amplificazione (con corredo anche per tempi successivi) per altre fonti di segnale: tra queste, non in figura, molto interessante è anche la filodiffusione.

Abbiamo detto che con questo ricevitore per Alta Fedeltà è più che logico che il settore di Bassa Frequenza venga utilizzato anche per altre fonti di segnale (lettura dischi, lettura nastro, ecc.). È necessario allora procedere agli allacciamenti indicati nella figura di cui sopra. I collegamenti agli ingressi vanno eseguiti con cavetto schermato. Per gli altoparlanti usare cordone bipolare a 2 colori per seguire meglio la polarità che va rispettata altrimenti i coni restano sfasati nella riproduzione.

VISTA POSTERIORE



Sul lato retrostante figurano tutti gli attacchi per l'entrata e l'uscita, previsti per le prese apposite standardizzate. L'entrata del segnale BF di filodiffusione può essere quella di uno dei due ingressi previsti per il « pick-up ».

L'ELETTRONICA

IN 30 LEZIONI - TEORIA E PRATICA

Oscillatori - emissioni

23



RADIO - TRANSISTORI - CIRCUITI INTEGRATI - Hi-Fi - ANTENNE - TRASMISSIONE - APPLICAZIONI VARIE

Rivista culturale per la formazione professionale   Spedizione a tariffa ridotta editoriale - Pubblicità — 70 %   Lire 850

Oscillatori - Emissione

Un transistore (o una valvola) alimentato con le dovute tensioni, inserito in un circuito con i dovuti elementi di carico, polarizzazione, fuga, ecc. è un dispositivo in grado di offrire un'amplificazione.

In questa sua funzione di amplificatore il transistore (o la valvola) viene considerato con un circuito di ingresso (nel quale viene immesso il segnale da amplificare) e con un circuito d'uscita (dal quale si preleva il segnale amplificato).

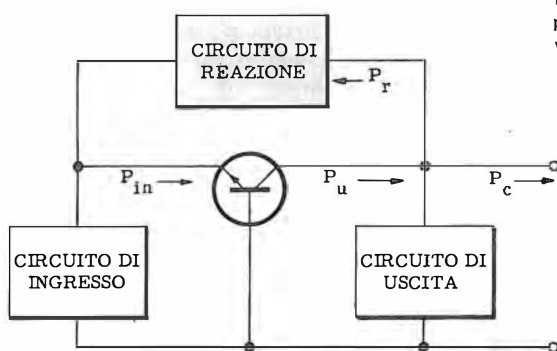
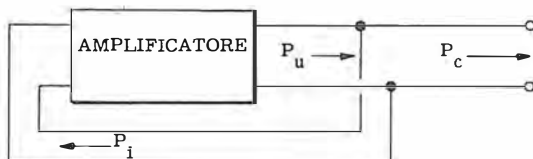


Fig. 1 CD - Possiamo considerare suddiviso in tre settori il circuito di un oscillatore: questi settori interessano l'entrata e l'uscita di un qualsiasi dispositivo amplificatore (valvola o transistore). P_u è la potenza d'uscita, P_c la potenza che va al carico, P_r la potenza fornita come reazione e P_{in} la potenza d'ingresso, necessaria se si vuole che l'oscillazione continui.

Se in un amplificatore così fatto si riporta una frazione del segnale d'uscita al circuito di ingresso, in modo tale che essa risulti in fase col segnale entrante si ha — lo sappiamo — una reazione positiva. In queste condizioni l'amplificatore può non limitarsi più ad amplificare semplicemente, ma può produrre energia a corrente alternata: diventare un **oscillatore.**



Il guadagno dell'amplificatore deve essere pari ad 1 o maggiore, affinché la potenza retrocessa come reazione (derivante dalla potenza d'ingresso) non diminuisca gradualmente a causa delle normali perdite del circuito, ed affinché risulti disponibile anche una potenza per il carico.

L'ammontare dell'energia che l'oscillatore mette allora a disposizione ai capi del necessario carico, che la utilizza, è pari alla differenza tra la potenza d'uscita generata e quella, in certo qual modo consumata per produrre la reazione (**figura 1 CD**).

L'oscillazione si verifica solo se la parte di segnale che viene riportata all'ingresso supera un determinato valore critico; altrimenti si ha unicamente un rinforzo dell'amplificazione.

La corrente alternata che l'oscillatore produce ha un ben preciso legame e rapporto — come frequenza — col valore dei componenti (resistori, condensatori, induttanza) che intervengono nella composizione del circuito: in modo preponderante con quelli impiegati nel circuito risonante. È lì che si sviluppano i tempi dell'oscillazione.

Così, scegliendo opportunamente i valori si può generare corrente di frequenza bassa (audio), di frequenza ultrasonica e d'alta frequenza, sino a valori di gigahertz.

Questa frequenza di risonanza del circuito oscillante può essere calcolata dall'equazione:

$$F = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

nella quale **F** è la frequenza approssimata, in Hz, **L** l'induttanza in henry e **C** la capacità in farad.

In base ad una semplice analisi matematica si può osservare che, diminuendo uno qualsiasi dei fattori del denominatore — restando costanti gli altri — si aumenta il valore dell'intera frazione il che equivale ad una frequenza di oscillazione più alta. L'inverso vale, ovviamente, per l'aumento di valore di un componente: la frequenza si abbassa.

L'oscillatore elettronico ha grande impiego: è presente in quasi tutte le apparecchiature, in un modo o nell'altro. Telecomunicazioni, radar, strumenti di collaudo e taratura, missili teleguidati, televisori e tutti i ricevitori radio sono debitori del loro funzionamento certamente ad uno (o più) oscillatori.

Come si forma l'oscillazione

Supponiamo di disporre di un circuito risonante e di collegarlo ad una batteria mediante un interruttore, così come si vede in **figura 2 CD.**

Se l'interruttore viene chiuso per un breve tempo, il condensatore assume un potenziale positivo sull'elettrodo **A**, e negativo sull'elettrodo **B**.

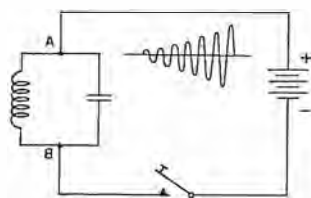


Fig. 2 CD - Il condensatore si carica col chiudersi dell'interruttore e le oscillazioni, per effetto volano di C ed L hanno inizio; tuttavia, se non si fornisce tempestivamente altra energia, dette oscillazioni si smorzano gradualmente.

Allorché l'interruttore viene riaperto, la capacità si scarica attraverso la bobina in un tempo che è determinato dal valore dell'induttanza e da quello della capacità stessa. La corrente di scarica crea un campo magnetico attorno alla bobina d'induttanza.

Non appena il condensatore è completamente scarico, il campo magnetico della bobina cessa. Questo fenomeno però, come sappiamo, provoca nella bobina — per la sua natura induttiva — una nuova tensione che tende a mantenere la corrente nella direzione originale.

A causa di ciò il condensatore si ricarica, ma con polarità inversa per cui gli elettrodi **A** e **B** assumono potenziali rispettivamente negativo e positivo.

Non appena il campo di cui sopra è anch'esso

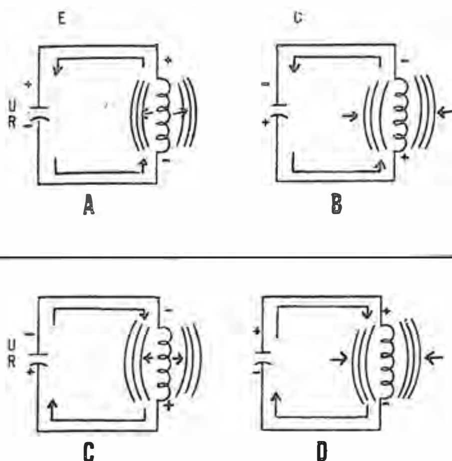


Fig. 3 CD - Il condensatore carico è una sorgente UR che scaricandosi (A) sulla bobina fa sì che questa crei un flusso che si espande.

Quando il condensatore si è scaricato, la bobina contrae il suo campo (B) e ricarica il condensatore, ma con polarità inversa.

Il condensatore, nuovamente carico (anche se con polarità inversa) si scarica un'altra volta (C) sulla bobina che crea nuovamente un flusso in espansione (a polarità inversa della prima volta).

A condensatore scarico è ancora la bobina che agisce, con un flusso in contrazione (D), e che provvede a ricaricarlo secondo la prima polarità e cioè eguale ad A.

★

Il tutto si ripete se UR è rifornito di energia anche dall'esterno, in tempi opportuni.

cessato, il condensatore si scarica un'altra volta attraverso la bobina con una corrente che scorre, questa volta, in direzione opposta rispetto a quella precedente, creando un nuovo campo magnetico, anch'esso opposto in polarità a quello di prima.

Il ciclo si ripete (**figura 3 CD**) e l'oscillazione si verificherebbe per un tempo indefinito se nel circuito non fossero presenti perdite, del resto inevitabili. La resistenza della bobina e la dispersione del condensatore portano, infatti, ad una diminuzione progressiva ad ogni ciclo della corrente oscillatoria, finché la stessa viene ridotta a zero.

La forma dell'oscillazione in un caso del genere è quella di un'**onda smorzata**.

È bene rendersi conto subito che un oscillatore non crea energia, ma la trasforma. Infatti necessita, come abbiamo testé visto, di una fonte di corrente continua (per caricare il condensatore); l'oscillatore trasforma tale continua in corrente alternata.

Torniamo ora al nostro assieme di figura 2 CD. La definizione di « onda smorzata » è logica dal momento che le oscillazioni diminuiscono progressivamente d'ampiezza, vale a dire, si smorzano.

Si può però intervenire se interessa che questo smorzamento non si verifichi. Basta fare in modo che le perdite del circuito siano compensate da ulteriori apporti di energia, introdotti però al momento opportuno. Poiché già il secondo ciclo è meno ampio del primo, il terzo meno ampio del secondo, e così via, questo momento opportuno si identifica con ciascun ciclo.

SEGNALE

Fig. 5 CD - La valvola può fungere da dispositivo di inserzione (interruttore) dell'energia occorrente al mantenimento dell'oscillazione, provvedendo all'inoltro al circuito oscillante di un segnale proveniente dall'esterno.

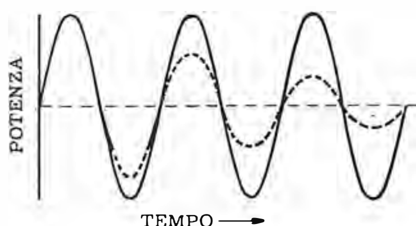


Fig. 4 CD - L'oscillazione smorzata (tratteggiata) può essere resa persistente (tratto continuo) facendo sì che nuova energia pervenga al circuito oscillante per supplire alle perdite: naturalmente la frequenza non cambia, come si può osservare.

Così, se mediante un'azione meccanica l'interruttore si chiudesse ad ogni ciclo, tutti i picchi dell'oscillazione sarebbero eguali: in questo caso l'oscillazione prende il nome di **persistente**, ed è molto chiara in proposito la comparazione visibile a **figura 4 CD** con l'oscillazione di cui si è detto prima.

L'intervento con azione meccanica dell'interruttore è, ovviamente, non idoneo ad una produzione di oscillazioni a frequenza elevata: l'azione dovrebbe essere troppo rapida e troppo frequente.

L'energia necessaria al mantenimento dell'oscillazione può essere fornita, invece, in maniera assai più pratica e conveniente, sostituendo l'interruttore con un transistore o con una valvola che, sappiamo, si prestano egregiamente ad un compito di tal genere. Si veda, in **figura 5 CD**, come una valvola possa prendere il posto dell'interruttore: applicando alla sua griglia un segnale avente una frequenza pari a quella di risonanza del circuito oscillatore LC (ciò che vuol dire, al momento opportuno) la batteria può fornire l'energia (che attraversa la valvola) al condensatore.

Analizzando bene questa disposizione nella quale si ha un debole segnale in griglia e si dispone ai capi del circuito oscillatore di un segnale molto più ampio (di pari frequenza) ci accorgiamo che si tratta di un amplificatore.

Ora, se inseriamo in circuito un'altra bobina (T in **figura 6 CD**) e l'accoppiamo con la prima otteniamo un trasformatore: parte dell'energia circolante in L si trasferirà in T per induzione. La tensione indotta in T applicata alla griglia ci permette di fare a meno di un segnale esterno. È molto importante il senso di avvolgimento di T perché da esso dipende la fase del segnale retrocesso; abbiamo detto che la fase deve essere eguale a quella presente in griglia se si vuole la necessaria reazione positiva. Se la polarità dei terminali di T è corretta, l'oscillatore risulta **autoeccitato**, per cui continua ad oscillare finché è presente la tensione di alimentazione.

Una versione a transistore FET ed una a transistore bipolare dello stesso schema appaiono in **figura 7 CD** ed in **figura 8 CD**, rispettivamente.

Vi è in proposito una nota singolare che è bene conoscere. Se il circuito venisse aperto in un punto qualsiasi, in modo da troncare le oscillazioni, e venisse poi chiuso nuovamente, ricomincerebbe ad oscillare immediatamente da solo poiché la prima, sia pur minima perturbazione, verrebbe immediatamente amplificata al punto da dare inizio alle oscillazioni nel modo già esaminato.

Il circuito oscillante che determina la frequenza può essere inserito anche nel settore d'entrata, anziché in quello d'uscita come abbiamo visto sin qui. Allora la bobina di reazione (T) passa al circuito d'uscita, come si osserva in **figura 9 CD**.

Un ultimo cenno: si è sinora indicato un trasferimento retroattivo del segnale, per produrre l'innesco, unicamente induttivo (bobine); vi sono però molteplici casi in cui questo accoppia-

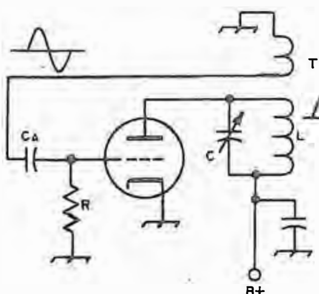


Fig. 6 CD - Il segnale che comanda la griglia, e perciò la valvola, affinché essa agisca da interruttore, non occorre provenga dall'esterno: può essere prelevato dal circuito oscillante stesso, a mezzo di T. Si noti la parità di fase.

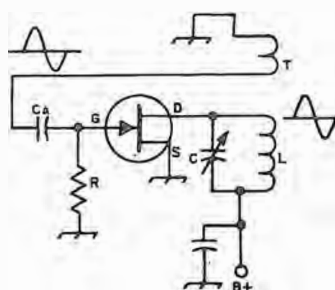


Fig. 7 CD - L'oscillatore autoeccitato, naturalmente, può essere realizzato oltre che con la valvola — come visto sopra — anche con i semiconduttori: in questo caso, con un transistore FET.

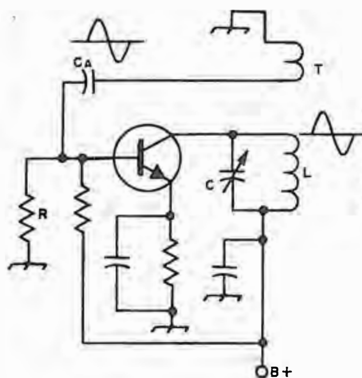


Fig. 8 CD - Autoeccitato con transistore bipolare. Secondo questo schema, e gli altri due già visti, il circuito oscillante (volano) si trova all'uscita del dispositivo attivo.

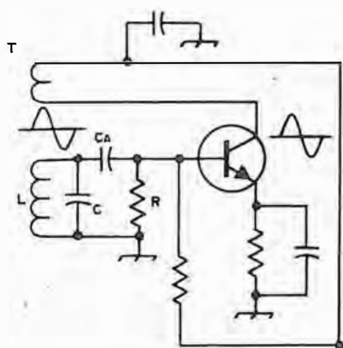


Fig. 9 CD - Il circuito volano (che determina la frequenza d'oscillazione) può essere inserito anche all'entrata del dispositivo attivo.

mento è capacitivo e vedremo in seguito come ciò si configura.

Infine, il lettore conosce abbastanza bene ora le particolarità dei cristalli di quarzo che ha visti impiegati come filtri in ricezione: un impiego non meno diffuso è quello che sfrutta queste proprietà negli oscillatori ove la loro inserzione apporta ineguagliabili pregi di stabilità di frequenza. La **figura 10 CD** mostra come l'oscillatore a FET di figura 7 CD possa essere controllato a cristallo e come non necessiti più la bobina T di accoppiamento.

Sinora abbiamo sempre indicati come circuiti risonanti combinazioni di induttanza/capacità (LC); anche con circuiti RC (resistenza/capacità) è possibile dar luogo ad oscillazioni. In linea di massima, la prima combinazione figura quando si generano frequenze alte (radiofrequenze) e l'altra quando l'oscillazione è a bassa frequenza. Per ora ci occuperemo solo delle prime.

La forma delle oscillazioni alle quali si è accennato è quella di onde sinusoidali: altre forme d'onda sono possibili, ma per l'impiego che se ne fa rientrano in campi particolari dell'elettronica che incontreremo più avanti nello studio.

Oscillatori tipici

Tutti gli oscillatori che esamineremo qui di seguito si basano sui principi che abbiamo esposti; essi differiscono principalmente per il tipo ed il metodo adottato onde dar luogo alla controreazione.

Tratteremo unicamente di oscillatori a semiconduttori in quanto l'impiego di valvole si può oramai considerare terminato.

HARTLEY ALIMENTATO IN SERIE

Il circuito riportato in **figura 11 CD** è denominato Hartley, è alimentato in serie e, come si vede, impiega in questo schema, un transistore NPN.

Si dice che è alimentato in serie perché i componenti della reazione sono collegati in serie all'alimentazione.

Nei riguardi del punto di lavoro del transistore questo oscillatore può essere fatto funzionare tanto in classe A che in altra classe.

Allorché stabilità e purità della forma d'onda (basso contenuto di armoniche) sono esigenze principali, l'oscillatore sarà posto in classe A. Se, invece, ciò che maggiormente interessa è l'efficienza, sarà scelta la classe C o condizioni di classe simile.

Vediamo ora lo scopo dei diversi componenti formanti il circuito.

L'onda sinusoidale viene generata nel circuito volano formato da C2, L1 ed L2.

C2 è variabile così che l'oscillatore può essere sintonizzato alla frequenza desiderata.

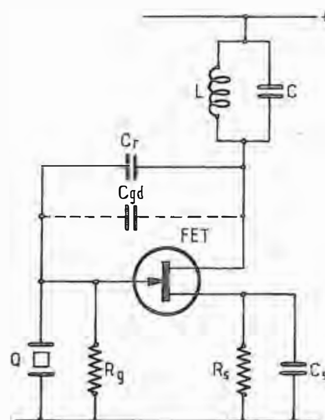


Fig. 10 CD - Il cristallo di quarzo, Q, può sostituire il circuito oscillante: a differenza dell'oscillatore analogo di figura 7, il circuito oscillante è inserito all'entrata. L'effetto reattivo si ottiene a mezzo di C_r ed, a volte, è sufficiente C_{gd} che è la capacità interelettrodica « gate » - « drain » (porta-derivatore).

L'impedenza RF_C e la capacità C3 hanno funzioni di disaccoppiamento. Il resistore R_E ed il condensatore C_E formano un assieme di polarizzazione stabilizzante e sono connessi in serie all'emettitore: la reazione negativa, che se fosse presente solo R_E si produrrebbe, è evitata per la presenza di C_E che fuga a massa la radiofrequenza.

Per fare in modo che l'innesco si verifichi si provvede ad avviare una leggera polarizzazione iniziale diretta alla giunzione emettitore/base. Questa polarizzazione stabilisce un flusso di corrente attraverso il transistore non appena il circuito viene posto sotto corrente ed assicura che esso dia inizio al processo d'oscillazione che ci è noto. È il resistore R_B che fa da tramite per detta polarizzazione, la quale, per la sua ampiezza, è conseguente al valore della stessa R_B, alla resistenza emettitore/base R_E, alla tensione di alimentazione V_{CC} e in qualche modo anche alla piccola resistenza ohmica intrinseca di L1 ed RF_C.

La scelta dei valori

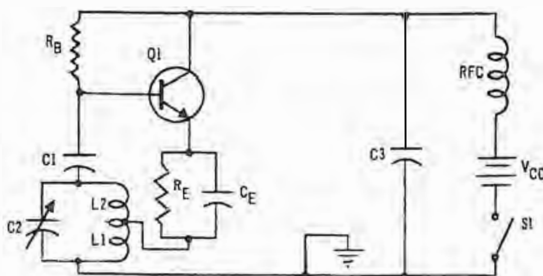


Fig. 11 CD - La scelta del valore di R_B influenza il grado di polarizzazione di base (valore troppo basso = smorzamento eccessivo del volano; valore troppo alto = polarizzazione insufficiente). C1, C3 e C_E devono presentare bassa reattanza alla frequenza di funzionamento.

La scelta dei valori da adottare per R_B ed R_E è derivante da un compromesso, che è dovuto

alle considerazioni di cui ora diremo.

I componenti shuntanti il circuito volano in un oscillatore a transistori sono di valore relativamente basso. Alla frequenza di funzionamento C1, C3 e C_E presentano una reattanza bassissima, tanto da poterli considerare un circuito continuo per l'alternata.

La bassa reattanza di C1 connette in pratica un terminale di R_B al lato superiore del circuito volano mentre la bassa reattanza di C3 collega pressoché direttamente l'altro terminale di R_B al lato inferiore dello stesso circuito (ciò nei riferimenti dell'alternata, ben inteso). Pertanto, se si sceglie un valore troppo piccolo per R_B si ha uno smorzamento del circuito volano, con un abbassamento del Q al punto che le oscillazioni non possono più persistere; se si sceglie, invece, un valore molto alto per ridurre questo effetto di shunt, si verifica una polarizzazione insufficiente alla base.

Si consideri anche che la bassa reattanza di C1 porta ad un collegamento della base di Q1 col lato superiore del volano e la bassa reattanza di C_E collega (sempre per l'alternata) l'emettitore al centro della bobina oscillante: questo fatto fa sì che l'impedenza relativamente bassa d'entrata del transistore venga a shuntare una parte del circuito volano.

Da tutto questo appare evidente che, mentre C1 è necessario per impedire che la bassa resistenza ohmica di L2 vada a formare un cortocircuito alla continua attraverso la combinazione in serie emettitore/base e la resistenza dell'emettitore, C1 deve anche presentare una reattanza tale da costituire un isolamento all'alternata tra il circuito volano e gli effetti di shunt di R_B nonché della bassa impedenza d'entrata di Q1.

Un ciclo completo di oscillazione

Per esaminare un completo ciclo di funzionamento ci riferiamo alla **figura 12 CD**.

Nell'istante in cui l'interruttore viene chiuso, tutti i condensatori del circuito, non avendo carica è come se in effetti fossero dei circuiti diretti per l'alternata; per questo, in quel momento, un sovraccarico di corrente cerca di fluire.

Questo sovraccarico è minimizzato tuttavia dall'azione induttiva della bobina di impedenza RF_C.

A causa dei diversi valori di resistenza presenti nei percorsi interessati all'azione di carica dei varî condensatori, per ciascuno di essi si avrà un diverso valore nella costante di tempo. Tuttavia, dopo pochi cicli tutti i condensatori avranno raggiunto un valore medio, o di corrente continua, di carica. Pertanto, i componenti resistivi del circuito offriranno determinate cadute di tensione conseguenti al valore delle correnti di polarizzazione: si veda, in figura, la distribuzione e la polarità di queste tensioni e le relative cadute. I valori di tensione indicati sono ipotetici, tanto per offrire al lettore un ordine approssimativo di grandezze.

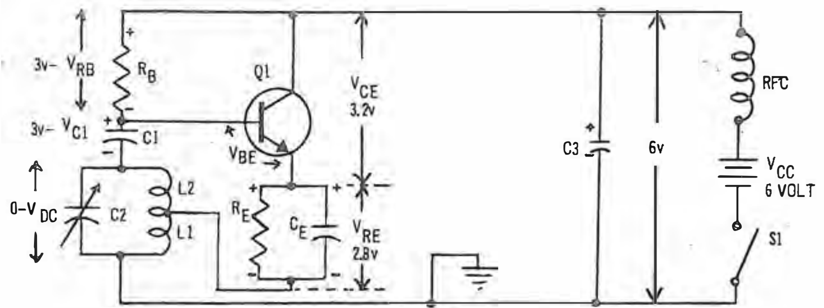


Fig. 12 CD - Qualche istante dopo l'avvio della tensione (chiusura di S1) si stabiliranno nei diversi punti del circuito tensioni e polarità così come indicato: inizierà allora l'azione di carica/scarica del circuito volano per aumenti, diminuzioni e inversioni delle polarizzazioni, come visto in figura 3 CD.

La resistenza ohmica delle bobine L1 ed L2, nonché quella dell'impedenza RF_C non sono state prese in considerazione in tale esempio, essendo di piccolissima entità.

Prendiamo un istante qualunque del ciclo di funzionamento, quando — ad esempio — la tensione ai capi del circuito volano (C2/L2-L1) è zero.

Tutta l'energia, allora, è nel campo magnetico della bobina. Questo campo incomincia però a diminuire e produce quindi un flusso di corrente; questo flusso ha direzione tale da dar luogo ad una tensione, che è **positiva** (rispetto a massa), al capo superiore del circuito volano.

Questo potenziale viene trasferito da C1 alla base del transistore; ciò significa un aumento positivo del potenziale di base, aumento che provoca a sua volta una maggiore corrente di collettore, trattandosi di una polarizzazione in senso diretto.

Maggiore corrente al collettore vuol dire maggiore corrente per l'emettitore, corrente che passa attraverso L1. Così, al circuito volano viene fornita energia. Il fatto provoca un ulteriore accrescimento del potenziale positivo al capo superiore di detto circuito, il che è come dire, la ripetizione del processo che abbiamo appena esposto.

Tutto continuerà sino a che diversi fattori combinati faranno sì che la corrente incominci a calare, anziché crescere sempre. Questi fattori sono: la non linearità del transistore (saturazione), l'effetto di R_E, la resistenza di L1 e l'alimentatore.

La corrente di emettitore (e quella di collettore) avranno percorso il tratto X/Y di **figura 13 CD.**

Il calo iniziale fa diminuire la polarizzazione che provoca diminuzione di corrente al collettore e perciò all'emettitore. Si svolge cioè un'azione analoga, ma inversa, a quella che abbiamo vista per l'aumento e l'andamento delle correnti è quello Y/Z di figura 13 CD.

Si giunge così nuovamente al potenziale zero del circuito volano.

La differenza con la condizione che avevamo all'inizio sta nel fatto che l'energia accumulata nel campo magnetico dell'induttanza, essendo di polarità inversa, allorché inizia a calare carica la capacità con potenziale **negativo** (al capo superiore del volano) rispetto a massa. Quindi, C1 trasferisce ora, alla base del transistore, un

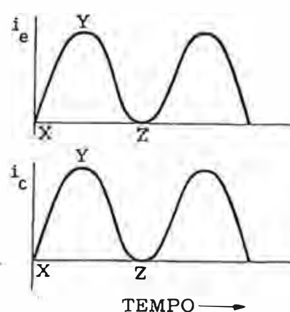


Fig. 13 CD - La corrente dell'emettitore e quella del collettore nel circuito Hartley seguono un andamento che può essere tracciato come in figura (sinusoide). Richiamandoci alla figura 3 CD, ad A e D corrisponde il tratto X/Y ed a B e C quello Y/Z.

potenziale negativo, vale a dire diminuisce la polarizzazione. La corrente di collettore (e quella di emettitore), di conseguenza, diminuiscono e così anche quella di reazione che attraversa L1.

Quando il circuito volano a seguito del calo citato raggiunge il suo massimo valore negativo, la corrente di collettore e di emettitore saranno al loro valore minimo ed il campo magnetico sarà completamente esaurito. L'energia del volano si troverà tutta trasferita nel campo elettrostatico del condensatore.

Da quel momento inizia la scarica del condensatore, come dire diminuzione del potenziale negativo del volano, aumento di polarizzazione. Di conseguenza: aumento di corrente collettore ed emettitore e, attraverso L1, ritorno di energia al volano.

Se l'energia apportata è eguale o maggiore di quella dissipata, le oscillazioni saranno mantenute. Il condensatore continua a scaricarsi e perviene eventualmente sino al potenziale zero.

A questo punto la tensione ai capi del circuito volano è zero, la corrente è stata invertita, tutta l'energia è conservata nel campo magnetico: la condizione è pertanto pari a quella supposta all'inizio del nostro esame e tutto ricomincia a spese, ben inteso, della corrente d'alimentazione.

HARTLEY ALIMENTATO IN PARALLELO

L'inconveniente principale dell'Hartley alimentato in serie consiste nel passaggio di una corrente continua relativamente alta nella porzione di induttanza destinata alla reazione (L1); può essere evitato con una variante del circuito.

La bobina, come si vede in **figura 14 CD**, viene isolata dalla componente continua dell'emettitore da un condensatore aggiunto, C3. Dall'altro lato resta sempre isolata dal preesistente C1.

La definizione di Hartley in parallelo è data dalla risultante posizione del componente di reazione (L1) che appare in parallelo, invece che in serie, all'alimentatore.

L'eliminazione del passaggio di corrente da L1 si traduce in una maggiore stabilità dell'oscillatore; inoltre, se la corrente scorre in una parte dell'induttanza del volano può essere addirittura necessario che, a volte, le due sezioni (L1 ed L2) siano costruite in maniera diversa, inconveniente questo che non tocca il tipo di alimentazione a « shunt ».

Le funzioni dei componenti sono essenzialmente eguali nei due tipi. Qui, in aggiunta, vi è da notare che RFC agisce come carico di collettore, oltre a disaccoppiare l'alimentatore dal transistore. L'impedenza sviluppa perciò le variazioni della tensione al collettore: queste sono avviate ad L1 mediante C3.

Lo scopo di C3 è, come si è detto, l'isolamento della continua, però va detto che il suo valore determina anche, in buona parte, l'ampiezza del segnale di reazione.

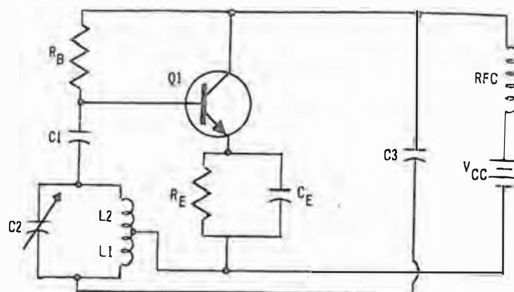


Fig. 14 CD - **Nell'Hartley alimentato in parallelo, la bobina di reazione L1 non è attraversata dalla corrente continua come nell'alimentazione in serie: ciò apporta alcuni vantaggi, tra i quali una accresciuta stabilità.**

Se C3 è di valore grande la sua reattanza (X_c) è bassa: ai suoi capi la caduta di segnale risulta minima e quindi, maggiore reazione si riflette nel circuito risonante.

Se C3 è di valore piccolo la sua reattanza è grande e poco segnale di reazione viene trasferito al volano.

IL COLPITTS

Questo oscillatore genera un'uscita sinusoidale di ampiezza costante ed è assai stabile in frequenza: è spesso prescelto per radiofrequenza e solo raramente è usato nel campo delle frequenze audio. Lo si trova spesso come oscillatore locale nelle supereterodine, come fonte di segnali in generatori e come oscillatore a frequenza variabile in gamme basse, medie e alte.

Il Colpitts adotta per determinare la sua frequenza un circuito LC. Per sintonizzarlo alla frequenza voluta si preferisce (**figura 15 CD**) variare l'induttanza anziché la capacità.

La tensione sviluppata ai capi di C2 costituisce il segnale d'entrata per il transistore; l'ammontare di reazione dipende dal rapporto tra C1 e C2. Per un ammontare specifico di segnale il rapporto tra C1 e C2 deve restare sempre lo stesso: dal momento che è più semplice usare condensatori fissi in questa applicazione, si spiega il motivo di un'induttanza accordabile con nucleo.

Il funzionamento del transistore è previsto in classe A ed il valore della corrente di polarizzazione necessario per determinare il punto di lavoro è stabilito dal divisore standard di tensione

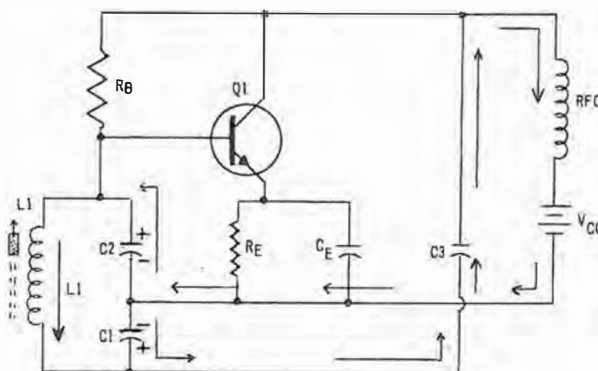


Fig. 15 CD - **Nel Colpitts il circuito oscillante vede un partitore capacitivo anziché quello induttivo dell'Hartley. L'induttore è meno critico costruttivamente ed il dotarlo di nucleo per variare la frequenza consente l'eliminazione del condensatore variabile.**

formato da R_E, dalla giunzione base/emettitore e da R_B.

Si noti che tra base e circuito volano non è interposta alcuna capacità, questo perché all'isolamento del volano dalla corrente continua provvedono C1 e C3.

Anche qui, come si è già visto nell'Hartley, RFC funge da carico al collettore e C3 oltre che isolare, accoppia la reazione. Per un Colpitts, si noti, sarebbe impossibile un'alimentazione del tipo in serie; poiché nel circuito di reazione si ricorre ad accoppiamento capacitivo, la corrente continua dell'emettitore non deve passare nel circuito volano.

Quando al circuito si dà corrente, attraverso RFC perviene al collettore la sua tensione e nel braccio R_E, giunzione base/emettitore, R_B ed RFC si sviluppa la corrente di polarizzazione.

La polarizzazione diretta per Q1 si ha, come del resto anche per l'Hartley, da:

$$V_{BE} = V_{CC} - (V_{RB} + V_{RE}).$$

C1, C2 e C3 iniziano la carica: i percorsi che la consentono sono indicati sullo schema. Si rilevi che una parte di questa corrente di carica passa attraverso L1 determinando in essa l'accumulo di energia sotto forma di campo magnetico. Le correnti di carica presto terminano ed il campo magnetico di L1 incomincia a diminuire, trasferendo nel circuito risonante una corrente oscillante. Quest'ultima farà sì che la polarità indicata per C1 si inverta allorché il circuito inizia le oscillazioni.

IL CLAPP

Il Clapp è impiegato nel campo delle radiofrequenze: genera un'onda sinusoidale di ampiezza e frequenza costanti; spesso è prescelto per frequenze molto alte.

In questo oscillatore il circuito LC risuona in serie, a differenza di quanto abbiamo visto sin qui (LC in parallelo).

La reazione (**figura 16 CD**) si ha tramite un divisore capacitivo di tensione.

La frequenza di lavoro è abbastanza indipendente dalle variazioni dei parametri che si possono riscontrare nei transistori.

Anche il Clapp viene fatto funzionare in classe A se il requisito più importante è linearità di forma d'onda, ed in classe C se interessa di più il rendimento.

La stabilità di frequenza è migliore di quella del Colpitts al quale però assomiglia e ne è addirittura considerato una variante.

Sebbene possa essere scelta una qualsiasi delle tre configurazioni classiche di impiego del transistore (base in comune, emettitore in comune, collettore in comune) quella più nota e frequente è, come da schema, ad emettitore in comune.

Il Clapp sfrutta l'effetto di stabilizzazione di un circuito accordato (volano) risonante in serie, scarsamente accoppiato al circuito di reazione al fine di favorire la stabilità. Viene offerta anche la facilitazione di accordo mediante l'impiego di un solo condensatore, senza che ciò modifichi il rapporto di reazione.

Nel circuito volano la risonanza è dovuta a C3 che è essenzialmente la somma delle capacità in serie C1, C2 e C3. Poiché il valore totale di capacità in serie è sempre inferiore al valore del condensatore più piccolo, si può vedere che quando C1 e C2 sono assai più grandi di C3, l'effettiva capacità di sintonizzazione è praticamente la sola capacità di C3. Perciò il circuito risonante in serie L-C3 è il circuito che determina la frequenza base. Ne deriva che il divisore di tensione reattiva (C1 e C2) determina unicamente l'entità della reazione e quindi, mutamenti di valore nei componenti del volano avranno scarsa influenza sull'ampiezza delle oscillazioni.

Il circuito sintonizzato è progettato in modo da avere un alto Q in condizioni di carico e ciò porta ad una stabilità maggiore di quella che si ha col Colpitts originale.

Il cristallo di quarzo

Abbiamo già visto come le particolari proprietà di alcuni tipi di cristallo (e di ceramiche) possano essere messe a profitto in elettronica: ci riferiamo all'effetto piezoelettrico (piezo = pressione) per costituire filtri risonanti da impiegare nei ricevitori.

Il cristallo di quarzo in particolar modo — si è detto — viene preferito allorché le esigenze sono più severe in quanto a stabilità, invecchiamento, effetto temperatura, ecc. Il costo di un filtro a cristallo è superiore a quello realizzato con le ceramiche e, per questo, nei ricevitori il quarzo è usato solo per i modelli professionali: da qui una diffusione non troppo ampia nel settore dei ricevitori usuali.

Dove, invece, è facile e quasi d'obbligo incontrarlo è negli oscillatori; in essi, alla frequenza da generare, conferisce soprattutto le sue doti di stabilità. Le sue caratteristiche di risonanza permettono di impiegarlo al posto del circuito risonante LC, o circuito volano, dell'oscillatore.

Tra i cristalli più noti per l'effetto piezoelettrico si annoverano quelli di quarzo, i sali di

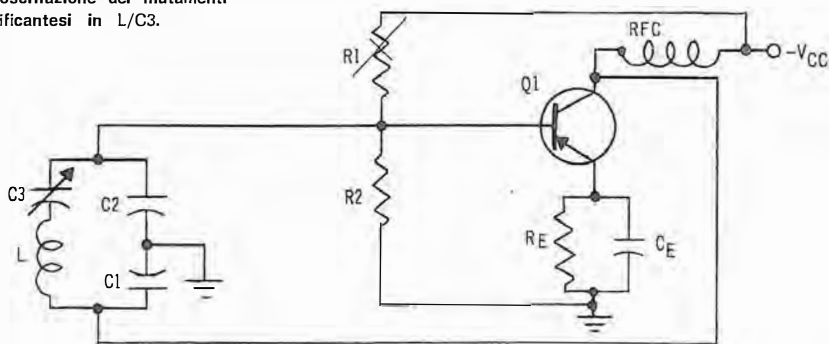


Fig. 16 CD - Il Clapp può essere considerato un'interessante variante del Colpitts. La sua caratteristica è l'accordo in serie del circuito volano. Con la scelta di valori alti per C2 e C1 (partitore di reazione) si ha il vantaggio di una scarsissima influenza sull'ampiezza di oscillazione dei mutamenti verificantesi in L/C3.

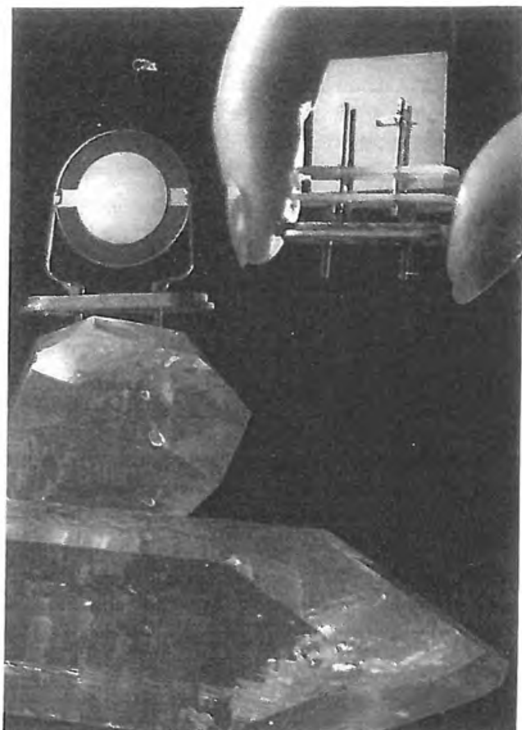


Fig. 17 CD - La piastrina di cristallo di quarzo, ricavata dal cristallo madre (in basso) mediante tagli opportunamente orientati sugli assi a seconda delle prerogative volute, è sempre montata, con le sue armature, su di un supporto a piedini d'innesto per consentire l'intercambiabilità.



Fig. 18 CD - La forma caratteristica del cristallo di quarzo è quella di un prisma esagonale. Si rilevano tre assi, definiti X, Y, Z; quest'ultimo è quello che congiunge i 2 apici e non ha di per sé, effetto piezoelettrico: è detto asse ottico.

Rochelle e la tormalina.

La sostanza più attiva è il sale di Rochelle: genera la più alta tensione per una data pressione esercitata dalle armature. Però, il suo funzionamento è influenzato molto da fattori come il calore, l'invecchiamento, urti meccanici, polvere, ecc.; ciò non toglie che, se anche scartato per applicazioni di controllo della frequenza, il sale di Rochelle in elettronica offra utilità pratica di impiego, ad esempio, in alcuni microfoni e « pick-up ».

La tormalina è buona quanto il quarzo per una ampia gamma di frequenza, ed è addirittura migliore per frequenze da 3 a 90 MHz; ha però lo svantaggio di essere una pietra quasi preziosa con conseguente costo proibitivo.

Il quarzo quindi, anche se meno attivo del sale di Rochelle è usato universalmente per il controllo della frequenza di oscillatori perché non costa molto, è meccanicamente assai resistente e col calore si dilata pochissimo.

I cristalli usati negli oscillatori vengono tagliati da un cristallo madre che ha forma di prisma esagonale (**figura 17 CD**), la cui crescita può essere stata naturale o artificiale; raramente il cristallo madre è simmetrico come nell'illustrazione. Ad ogni modo, supposto un cristallo simmetrico, la sezione è esagonale come in **figura 18 CD.**

L'asse che unisce i punti finali, o apici del cristallo, è noto come asse **Z**, o « asse ottico ».

Una pressione esercitata secondo quest'asse non dà luogo ad effetto piezoelettrico.

Gli assi **X** passano attraverso gli assi dell'esagono ed incrociano (**figura 19 CD**) nell'area di sezione, ad angolo retto, gli assi Z. Gli assi X sono noti come « assi elettrici »: rappresentano le direzioni della maggiore attività piezoelettrica.

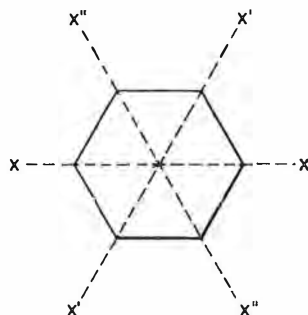


Fig. 19 CD - Gli assi X sono gli assi elettrici: sviluppano la maggiore attività piezoelettrica. Attraversano l'esagono tra gli angoli ed incontrano ovviamente gli assi ottici (Z) in maniera da formare con essi un angolo retto.

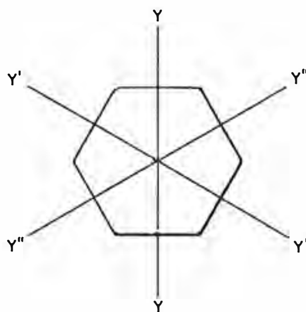


Fig. 20 CD - Gli assi Y sono gli assi meccanici: sono perpendicolari alle facce ed agli assi Z. La loro sollecitazione meccanica produce una carica elettrica lungo l'asse X rispettivo.

Gli assi **Y**, che sono perpendicolari alle facce del cristallo così come gli assi Z, sono detti « assi meccanici » (**figura 20 CD**). Una sollecitazione meccanica nella direzione di un qualsiasi asse Y produce uno sforzo elettrostatico, o carica, nella direzione di quell'asse X che risulta perpendicolare all'asse Y interessato.

La polarità della carica dipende dal fatto che la sollecitazione meccanica sia una compressione o un'espansione.

Viceversa, una sollecitazione elettrostatica, o tensione applicata nella direzione di un qualsiasi asse elettrico, produce un movimento o di espansione o di contrazione lungo quell'asse meccanico che si trova ad angolo retto con l'asse elettrico.

Per esempio, se un cristallo viene compresso lungo l'asse Y, sulle facce del cristallo che si trovano sull'asse X appare una tensione. Se una tensione è applicata lungo l'asse X, il cristallo si espanderà o si contrarrà in direzione dell'asse Y. Questa interrelazione tra proprietà meccaniche ed elettriche è offerta praticamente da tutte le sezioni di taglio di un cristallo piezoelettrico.

Tagli e caratteristiche

Le piastrine possono essere ricavate dal cristallo madre in una varietà di direzioni lungo gli assi: la direzione scelta viene classificata TAGLIO ed identificata Y, X, AT, ecc. (**figura 21 CD**).

Ogni tipo di taglio offre particolari vantaggi ma, in generale, una o più delle seguenti caratteristiche deve essere sempre presente: facilità di oscillazione alla frequenza voluta, una sola frequenza di funzionamento, il minimo di variazione di frequenza a seguito di cambiamenti di temperatura.

Sia il taglio X che quello Y presentano caratteristiche di temperatura non favorevoli, come vedremo più avanti. Caratteristiche migliori si possono ottenere tagliando le piastrine a vari angoli di rotazione sull'asse X: il taglio Y serve allora come riferimento a zero gradi in quanto risulta parimente orientato e con l'asse X e con l'asse Z. In altre parole, esso giace in un piano (vedi figura) formato dagli assi X e Z; ruotando questa porzione sul suo punto di partenza si possono determinare tagli differenti. Esistono, infine, diversi altri tipi di taglio.

I cristalli per circuiti oscillanti devono essere tagliati e rifiniti con rispetto di precise dimensioni. Ad esempio, un quarzo tipico per risonanza ad 1 MHz misura 25,4 mm per 25,4 mm per 2,86 mm. La piastrina può assumere aspetti diversi; per le frequenze più basse si adotta quasi sempre la forma rettangolare o quadra, per quelle più alte, la forma a disco. Si hanno anche forme ad anello per modelli di precisione e di prova in laboratorio.

Il tipo di taglio determina anche quanto efficiente sarà il cristallo. Inoltre, per qualsiasi ta-

glio, più sottile sarà la lamina, più alta sarà la frequenza di risonanza. Più cura viene spesa nel taglio e nella finitura, più preciso e rispondente è il risultato finale.

Le piastrine che non sono rifinite a spessore uniforme possono presentare due o più frequenze di risonanza: una di esse normalmente sarà più evidente delle altre che vengono allora definite SPURIE.

Sulla frequenza di risonanza del cristallo non vi è influenza del carico applicato né delle sue variazioni; però, è da tenere presente che come quasi tutti i materiali, il quarzo si espande, anche se di poco, se aumenta la temperatura, e ciò influenza la frequenza di risonanza.

Il COEFFICIENTE DI TEMPERATURA del cristallo si riferisce all'aumento o alla diminuzione della frequenza di risonanza in quanto funzione della temperatura; questo coefficiente varia molto da un tipo di taglio ad un altro.

Si dà coefficiente di temperatura « positivo » a quei « tagli » che manifestano aumento di frequenza con l'aumento di temperatura e « negativo » se manifestano diminuzione di frequenza, sempre ad aumento di temperatura.

Un taglio, il GT, presenta un coefficiente di temperatura che è praticamente zero per un'ampia gamma di variazioni.

Il coefficiente in questione dipende inoltre dalla temperatura ambiente alla quale viene rilevato. Condizioni esterne quali l'alta temperatura di valvole trasmittenti, ad esempio, possono causare il riscaldamento del cristallo; anche un passaggio di corrente eccessivo nel cristallo stesso ne provoca il riscaldamento.

Il lento spostamento di valore della frequenza di risonanza dovuto al riscaldamento è definito SCARTO DI FREQUENZA (« frequency drift »). Si può evitarlo impiegando cristalli con un coefficiente di temperatura prossimo allo zero ed anche mantenendo il cristallo ad una temperatura costante.

Per mantenere le tolleranze di frequenza assai ristrette che di norma si richiedono, è uso comune costruire tutto l'assieme dell'oscillatore in maniera che esso mantenga quanto più possibile costante la temperatura, ciò che evita, evidentemente, scarti di frequenza.

A questo scopo, le tensioni di alimentazione sono mantenute al loro valore prefissato mediante circuiti stabilizzatori; inoltre, il cristallo, che per gli impieghi correnti è montato in una semplice custodia (**figura 22 CD**), a volte, è posto in custodia o scatola termica; quest'ultima è riscaldata elettricamente e la temperatura comanda un termostato speciale.

Il tutto abitualmente trova posto in una scatola schermante (alluminio) protetta da strati isolanti affinché costituisca unità a sé anche ai fini del ritorno di massa. Vi sono casi in cui, per un grado di stabilità veramente eccezionale, la prima scatola termica è posta all'interno di una seconda scatola, anch'essa controllata termicamente: a questo modo si può raggiungere una stabilità di frequenza da 1 a 10 000 000 e anche più.

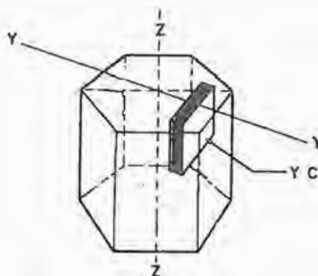
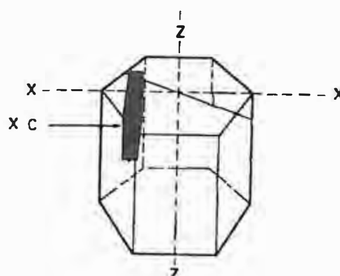
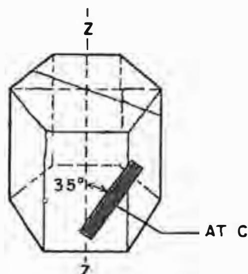


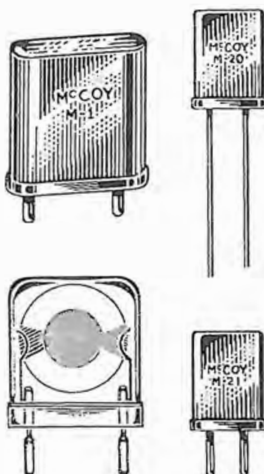
Fig. 21 CD - La piastrina viene « tagliata » dal cristallo madre secondo orientamenti che si riferiscono agli assi. In questo caso si ha un taglio Y: è caratterizzato dall'inconveniente di un coefficiente positivo di temperatura (se aumenta la temperatura, aumenta la frequenza).



Col taglio X **il coefficiente di temperatura è negativo: con l'aumento di temperatura la frequenza diminuisce, il che, naturalmente è sempre un inconveniente.**



Il taglio AT **permette l'eliminazione dei difetti sopracitati e quindi porta ad un coefficiente di temperatura vicino allo zero. A questo riguardo vi è anche un altro taglio, detto** GT, **che raggiunge il coefficiente più basso ottenibile.**



Le piastrine diventano un componente pratico allorché sono montate nell'apposito supporto. Nel supporto il cristallo è collocato tra le due armature metalliche che formano una capacità (condensatore) di cui il cristallo è il dielettrico.

Il supporto deve essere costruito in modo da non costituire grosso impedimento alle vibrazioni; nello stesso tempo, deve mantenere la piastrina rigidamente in posizione. In alcuni tipi, il cristallo è bloccato tra gli elettrodi, in altri si lascia uno strato d'aria tra la piastrina ed una, oppure tutte e due le armature. Lo spessore dello strato d'aria, la pressione sul cristallo, le dimensioni delle piastre di contatto sono fattori che hanno influenza in una certa misura sulla frequenza di funzionamento. Tanto è vero che vi sono supporti nei quali vi è modo di variare l'intercapedine d'aria al fine di giungere a leggiere modifiche di frequenza. Quando vi è in giuoco un po' di potenza, però, si preferisce sempre assicurare in modo stabile una buona aderenza tra piastra e cristallo.

Alla sua frequenza di risonanza un cristallo si comporta — ricordiamo — come un circuito sintonizzato per ciò che concerne i circuiti elettrici che gli sono collegati: il cristallo ed il suo supporto possono essere sostituiti da un circuito equivalente (**figura 23 CD**) nel quale C rappresenta la capacità del montaggio, con la lamina al suo posto tra gli elettrodi. La combinazione in serie R, L e CS rappresenta l'equivalente elettrico delle caratteristiche di vibrazione della piastrina di quarzo.

Più esattamente, l'induttanza L è l'equivalente elettrico della massa del cristallo in vibrazione, CS è l'equivalente dell'elasticità meccanica ed R rappresenta l'equivalente meccanico della frizione durante la vibrazione.

La capacità del supporto, C, è circa 100 volte quella di vibrazione (CS) del cristallo stesso.

La presenza delle due classiche frequenze di risonanza, quella in serie e quella in parallelo (che già conosciamo, per averle viste nell'esame dei filtri ceramici) è evidente in **figura 24 CD**.



Fig. 22 CD - La custodia può essere metallica o, anche, in vetro, col cristallo e le armature sigillati sotto vuoto: in quest'ultimo caso (esigenze militari) si ha una stabilità cinque volte più alta. Nelle dimensioni più grandi le frequenze vanno da 500 kHz a 200 MHz, in quelle più piccole da 5 000 kHz a 200 MHz.

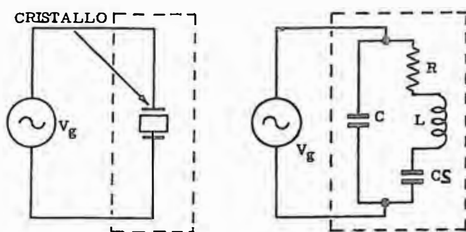


Fig. 23 CD - Un cristallo, elettricamente si presenta, verso il suo generatore di tensione alternata (V_g), come un circuito costituito da una resistenza R (traduce la viscosità della lamina), da un'induttanza L (inerzia meccanica) e da una capacità CS (elasticità) in serie tra loro, in parallelo alle quali si trova un'altra capacità (C) corrispondente a quella del cristallo stesso (armature).

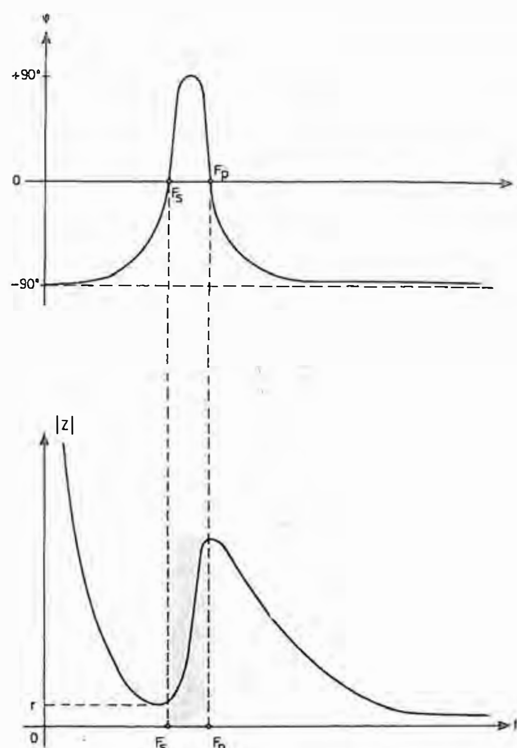


Fig. 24 CD - Sopra, andamento dello sfasamento (+ 90° — 90°) tra la tensione ai capi del cristallo e la corrente che lo attraversa, quando varia la frequenza. Sotto, la corrispondente variazione di impedenza che si colloca tra il limite della frequenza serie (F_s), pari ad r, e la frequenza parallelo (F_p). Si noti, sopra, che in corrispondenza di queste 2 frequenze lo sfasamento è zero (nullo) in quanto si verifica la risonanza.

È una curva molto ripida e stretta che fa raggiungere Q molto alti; si è visto in pratica che il rapporto L/C del circuito equivalente è enormemente più alto nei confronti di quello di un circuito volano convenzionale.

La figura 24 CD mostra anche (sopra) l'andamento delle variazioni di sfasamento tra la tensione ai capi del cristallo e la corrente che lo attraversa quando varia la frequenza; queste variazioni sono messe in relazione con le variazioni (sotto) dell'impedenza. Si può rilevare che alle due frequenze di risonanza di cui si è detto lo sfasamento (ω) è zero.

Oscillatori a cristallo

In un oscillatore con circuito volano ad induttanza/capacità (L/C) è tale circuito che determina e stabilizza la frequenza; in un oscillatore a cristallo è invece quest'ultimo che ha lo stesso compito in quanto opera essenzialmente come un volano sintonizzato in parallelo, oppure in serie, a seconda del sistema di funzionamento voluto.

Ne risulta che il principio base del funzionamento, quello dell'oscillazione elettromeccanica è lo stesso sia che si adoperi una valvola, sia che si adoperi un transistore. Le differenze principali risiedono negli effetti della reazione e nella disposizione circuitale di comando dell'effettiva reazione stessa.

Si vede, in **figura 25 CD**, il cristallo inserito laddove si colloca, appunto, il circuito L/C (figura 9 CD e seguenti). La reazione, è ovvio, non può più essere ad accoppiamento induttivo; si ricorre perciò ad un accoppiamento reattivo (rea) a condensatore. Bisogna che l'amplificatore non dia luogo a sfasamento, quindi T_1 deve essere seguito da uno stadio aggiunto (ag).

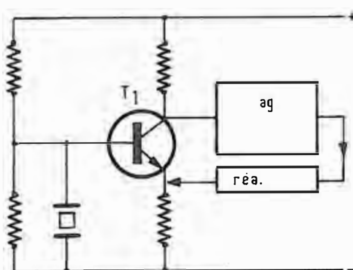


Fig. 25 CD - Il guadagno di T1 è notevole solo se la base è a potenziale di massa (circuito a base comune): ciò si verifica alla frequenza di risonanza serie (F_s) del cristallo, quando la sua impedenza si riduce, appunto, semplicemente ad r (vedi figura 24 CD).

Anche i dispositivi originariamente realizzati quali filtri ceramici possono essere utilizzati per dar luogo ad un'oscillazione. La **figura 26 CD** è relativa ad uno schema che si presta egregiamente alla costruzione di un semplice generatore utile per tarature di Media Frequenza. L'oscillatore è T_1, e dal momento che i due estremi di Q sono in opposizione di fase si potrebbe collegare l'uscita del filtro direttamente alla base di T_1 (che sfasa di 180°): si preferisce interporre lo stadio T_2 per adattare meglio le impedenze.

Il quarzo a volte è inserito nell'anello di reazione: ne da un esempio la disposizione di **figura 27 CD** ove T_1 e T_2, avendo in comune la resistenza d'emettitore R_e costituiscono un amplificatore differenziale. Il collettore di T_2 e la base di T_1 sono in fase ed il quarzo Q che unisce i due punti rappresenta il collegamento apportante l'energia di reazione.

Anche la disposizione riprodotta in **figura 28 CD** vede il quarzo nell'anello di reazione. Il cristallo lavora ad una frequenza che sta tra quella di risonanza serie (F_s) e quella di risonanza parallelo (F_p) che, come sappiamo, sono leggermente diverse (vedi figura 24 CD).

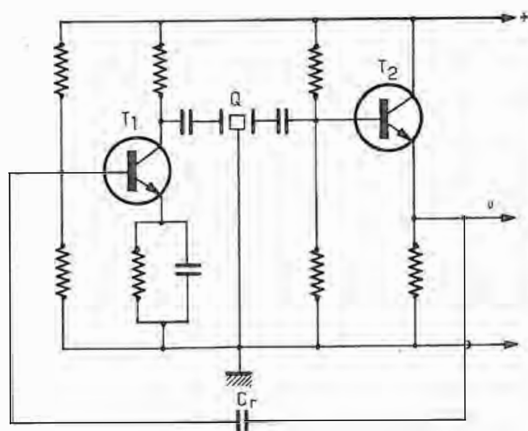


Fig. 26 CD - Il transistore T1 è l'oscillatore: esso funziona come amplificatore secondo lo schema di emettitore comune. T2, che è un adattatore d'impedenza (separatore), è impiegato a collettore comune. Il condensatore C_r, tra uscita e entrata, forma l'anello di reazione.

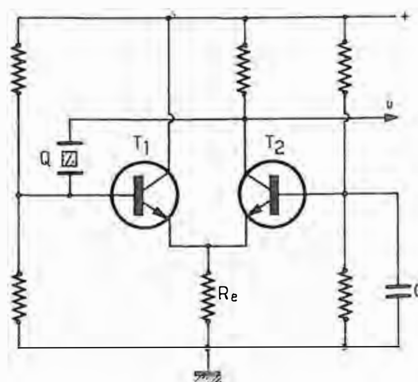


Fig. 27 CD - T2 funziona a base comune: questa è a massa per l'alternata data la presenza di C. Il quarzo Q lavora alla risonanza serie e costituisce, come si vede, l'anello di reazione tra l'uscita U e la base di T1 (entrata). Non essendovi induttanze in circuito si può agire con quarzi di frequenza molto diversa.

Con questo schema si può, assai facilmente, modificare un po' la frequenza generata, agendo sul circuito oscillante (L/C) sia variando il condensatore regolabile C, sia spostando il nucleo della bobina L. È indubbiamente assai comodo — e vedremo qualche altro esempio più avanti — poter correggere la frequenza di un oscillatore a quarzo senza che ciò comprometta troppo le sue doti peculiari di stabilità.

Dato che vi sono moltissime varianti nelle applicazioni correnti e che lo sviluppo è tale da apportare costantemente ulteriori sviluppi, abbiamo diviso in tre gruppi i circuiti per offrire un orientamento in proposito.

★ ★ ★

Il primo gruppo, che definiremo con ACCOPPIAMENTO A TRASFORMATORE, include quegli oscillatori che incorporano bobine separate, reciprocamente accoppiate per dar luogo al fenomeno della reazione positiva. Gli oscillatori di questo gruppo presentano il vantaggio di una estrema flessibilità. Possono essere usati secondo una qualsiasi delle tre configurazioni circuitali dei transistori, e cioè a base comune, ad emettitore comune, a collettore comune; ciò in quanto le polarità e le impedenze possono essere prescelte a seconda le esigenze dello schema scegliendo opportunamente il senso degli avvolgimenti ed il numero di spire.

Il secondo gruppo può essere classificato come quello del COLPITTS, circuitalmente già esaminato negli autoeccitati.

Il terzo gruppo, infine, può essere definito quello delle soluzioni OVERTONE. Esso adotta il circuito volano con presa sull'induttanza nella disposizione reattiva dell'Hartley; il funzionamento è però per una frequenza armonica dispari di quella propria del cristallo. Questo multiplo dispari deriva da una vibrazione tipica della lamina di cristallo che per detto scopo deve essere tagliata secondo particolari criteri.

In tutti questi circuiti si può adottare la risonanza del cristallo in serie o quella in parallelo ma va detto che essendo i transistori (quelli bipolari) dispositivi a bassa impedenza, vale a dire operanti con tensione piuttosto bassa e con corrente relativamente alta, è molto più appropriata la risonanza in serie. In genere basta uno stadio in luogo dei due che spesso si richiedevano con le valvole.

Per il massimo della stabilità occorre, come si è già detto, una compensazione della temperatura, in particolare per il fatto che il transistore stesso, per sua natura, è un dispositivo sensibile e dipendente dalla temperatura.

Per una gran parte degli impieghi, a buon conto, l'oscillatore a transistore e cristallo è valido come stabilità anche senza compensazione; ciò a temperatura normale ambiente (o più bassa) e con impiego di cristalli a coefficiente di temperatura zero. Se la temperatura ambiente è alta, la compensazione è, invece, quasi sempre necessaria.

Prendendo ora in considerazione i requisiti di

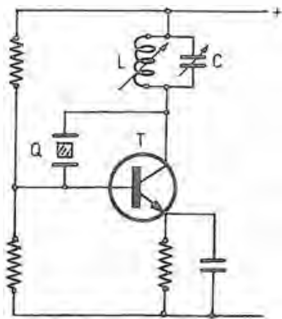


Fig. 28 CD - Questa disposizione è molto idonea al funzionamento su frequenze alte (diverse decine di MHz); lo schema è spesso impiegato in dispositivi di radiocomando. Molto utile la possibilità di variare la frequenza senza sostituire il cristallo.

uscita, osserviamo che il carico generalmente è in parallelo al cristallo o al circuito volano; come conseguenza una potenza d'uscita in aumento influenza, di norma, la stabilità di frequenza riducendo, lo abbiamo già accennato, il Q effettivo del risuonatore o aumentando l'impedenza di accoppiamento effettiva tra il cristallo ed il circuito di reazione.

Per contro, così come avviene nei confronti degli oscillatori autoeccitati, minore è la potenza d'uscita richiesta, maggiore è la stabilità di frequenza, il che è come dire che con un carico più piccolo i cambiamenti che in esso possono verificarsi hanno minore influenza sul circuito. Per tutti gli impieghi correnti la stabilità meccanica del risuonatore a quarzo è tale da renderlo pressoché libero da effetti di variazioni di carico, in particolare se si adotta una tensione di collettore stabilizzata.

Il progetto di soddisfacenti oscillatori a cristallo richiede che per l'accoppiamento tra l'oscillatore ed il risuonatore ci si basi su impedenze basse, che si adotti una certa stabilizzazione resistiva o reattiva, che le tensioni d'alimentazione e di polarizzazione siano stabilizzate e che tanto per il cristallo quanto per il transistore si ottemperi a qualche accorgimento sotto il profilo della temperatura.

Dato che vi sono molti tipi di oscillatori a cristallo e numerose varianti per ciascun tipo, ci occuperemo qui del più tipico, il Colpitts, in quanto esso rappresenta l'essenza di molti altri le cui diversificazioni possono, all'occorrenza, conoscendo bene il Colpitts, essere facilmente comprese ed intuite.

IL COLPITTS

Questo oscillatore è impiegato in modo particolare per le radiofrequenze più alte, ma è senza dubbio utile anche per le radiofrequenze basse e medie. Il circuito prevede la reazione a mezzo di un divisore capacitivo di tensione aggiunto che tuttavia, a volte, può essere anche formato dalle capacità intrinseche del transistore stesso.

Il circuito normalmente non adotta un volano sintonizzato ma ciò non esclude che in casi particolari il volano vi sia. L'oscillatore Colpitts viene fatto funzionare in modo simile alla classe C quando la linearità della forma d'onda non è molto importante, ed in modo simile alla classe A quando si richiede una forma d'onda particolarmente buona.

Funzionamento

La **figura 29 CD** si riferisce ad un tipico Colpitts che adotta un divisore capacitivo esterno. Viene usato un divisore di tensione per la polarizzazione (formato da R1 ed R_B) perché permette l'innesco con facilità.

C3 è un condensatore di fuga ed isola in modo efficace la base dalle variazioni della radiofrequenza. Con la base così fugata da C3, il di-

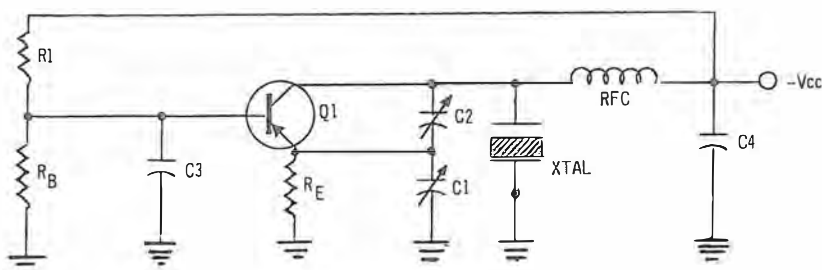


Fig. 29 CD - Questo circuito è il Colpitts: è caratterizzato dal partitore di tensione capacitivo formato qui da C2/C1. Il cristallo è risonante in parallelo e, al pari di un circuito volano LC, fornisce il mezzo ciclo necessario all'oscillazione allorché il transistore è fuori conduzione: così l'oscillazione è completa e continuativa.

visore capacitivo di tensione consistente di C1 e C2 è connesso tra il collettore e l'emettitore ai fini della reazione.

Tutte e due le capacità della reazione sono variabili per permettere una regolazione ed un comando della reazione stessa. C1 serve anche per fugare la radiofrequenza dal resistore dell'emettitore.

Il cristallo è, come si vede, connesso tra il collettore e la massa e funziona come un circuito risonante in parallelo.

Il collettore è alimentato attraverso RFC che agisce, in unione a C4, come un circuito di isolamento (della radiofrequenza) verso l'alimentazione.

Il funzionamento dipende dall'azione del divisore di tensione C1/C2.

Supponiamo che venga applicata tensione: per la tensione di polarizzazione presente tramite R_B la corrente di collettore scorre, ed una tensione appare ai capi del divisore citato (C1/C2). La parte di questa tensione che risulta in parallelo a C1 è in parallelo al resistore dell'emettitore, R_E.

Supponiamo ora che un impulso qualsiasi (anche di disturbo) nel transistore provochi un aumento di corrente di collettore. Ciò porterà ad una diminuzione della corrispondente tensione (meno negativa, ossia più positiva) ed il condensatore C2 trasferirà questa variazione di tensione all'emettitore.

Il segnale negativo in diminuzione (cioè, andamento verso il positivo) che è applicato all'emettitore è reattivo per cui si verificherà un ulteriore aumento della corrente di collettore: ulteriore diminuzione della tensione che C2 continuerà ad accoppiare come variazione, all'emettitore. Nello stesso tempo il cambiamento verificantesi nella tensione di collettore compare ai capi del cristallo per cui esso è sottoposto ad una sollecitazione per la sua natura piezoelettrica.

Quando la corrente di collettore in seguito al processo che si è ora visto raggiunge il livello di saturazione del transistore non si verifica più alcun mutamento: l'azione reattiva, di conseguenza, cessa.

A questo punto la sollecitazione elettrostatica verso il cristallo inizia a calare, C1 a scaricarsi attraverso R_E, la tensione tra emettitore e massa si riduce e la corrente di collettore comincia a diminuire.

Anche questa azione è reattiva ed il transistore ben presto raggiunge il punto di interdizione.

Come la corrente di collettore diminuisce, la tensione di collettore aumenta (diventa più negativa) ed il cristallo ora è sollecitato in direzione opposta.

Il risultato di questa serie di situazioni che si ripetono, è che ad ogni suo ciclo di ripetizione il cristallo oscilla sulla sua frequenza di risonanza in parallelo, e dal momento che l'oscillazione del cristallo produce ai suoi capi una tensione, una volta che si è posto in vibrazione, il cristallo continua ad oscillare.

Il cristallo è connesso in parallelo tra collettore e massa perciò funziona effettivamente come un circuito risonante in parallelo che emette le pulsazioni delle oscillazioni in forma d'onda pressoché sinusoidale.

Durante la parte del ciclo nella quale si verifica la conduzione del transistore, l'oscillazione è rinforzata dagli impulsi derivanti dalla corrente di collettore; durante la parte del ciclo nella quale il transistore non conduce, il cristallo fornisce, flettendo in direzione inversa, ciò che sarebbe altrimenti un mezzo ciclo di oscillazione perduto.

Il resistore dell'emettitore R_E ed il condensatore C2 formano un dispositivo di limitazione di ampiezza simile a quello che si adotta con le valvole per la polarizzazione a falla di griglia.

L'uscita è prelevata ai capi del cristallo (da collettore a massa). È evidente che il cristallo deve essere in grado di mantenere e reggere la potenza che si sviluppa perché se viene eccitato troppo può rompersi. A buon conto, non si incontra questo problema ai regimi normali dell'ordine di pochi milliwatt che sono proprî dei transistori correnti.

L'oscillatore a cristallo, a transistore, richiede la stessa entità di pilotaggio a radiofrequenza dell'oscillatore a cristallo a valvola.

« OVERTONE »

Non si tratta di un particolare schema bensì di un funzionamento un po' diverso del quarzo che — come si è già detto — viene utilizzato su frequenze più alte (multiple) di quella sua propria. Pertanto, all'« overtone » si può ricorrere nei convertitori, nei ricevitori, nelle apparecchiature di misura e nei trasmettitori di bassa potenza, in ogni caso pratico in cui occorra un'uscita a frequenza piuttosto alta (superiore ai 20 MHz) per la quale il funzionamento sulla fondamentale diventa o poco agevole o impossibile.

Il taglio del cristallo destinato a quest'uso è particolare ed è studiato in modo da conferire al cristallo la massima efficienza per le armoniche (normalmente, dispari).

Questi oscillatori sono sempre sintonizzati: vi sono sempre uno o due circuiti accordati sulla frequenza « overtone » cioè quella che interessa. Inoltre, onde produrre un'uscita ricca di armoniche devono essere posti nelle condizioni di funzionamento della classe C.

Senza il ricorso all'« overtone » per pervenire, in finale, alla frequenza alta desiderata si dovrebbero prevedere numerosi stadî moltiplicatori in successione e ciò sarebbe oltremodo critico, e più costoso.

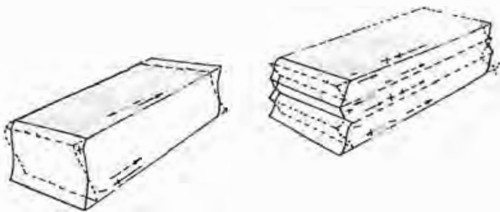


Fig. 30 CD - Una lamina di cristallo in vibrazione sulla sua frequenza fondamentale (a sinistra) ed una lamina tagliata per « overtone » in vibrazione sulla terza frequenza multipla: si notano le vibrazioni indipendenti come se si trattasse di 3 lastrine diverse e sovrapposte.

La **figura 30 CD** ci permette di farci un'idea di ciò che si verifica in una lamina di cristallo che vibra in « overtone ». Essa si comporta come se fosse suddivisa in piastrine sottilissime ciascuna delle quali avente uno slittamento proprio, indipendente. Tenuto conto dell'attrazione e della repulsione elettrica dei diversi piani, appare evidente che la frequenza « overtone » può essere soltanto un multiplo dispari della fondamentale. Infatti, se i piani fossero quattro, la polarità delle due facce esterne (quella a fronte delle armature) sarebbe eguale, mentre per ottenere la risonanza piezoelettrica è indispensabile che il segno delle cariche sulle facce opposte sia di polarità contraria.

I progressi tecnologici nella lavorazione delle lamine sono oggi tali che si possono avere cristalli che operano stabilmente sino alla undicesima frequenza « overtone »: ciò significa che un cristallo da 12 MHz di fondamentale (che è ancora sufficientemente robusto) può oscillare su 131 MHz. Il processo produttivo non è particolarmente costoso per cui, dovendosi scegliere tra robustezza ed altre caratteristiche, si da la preferenza alla solidità e si adottano « overtone » anche per quelle frequenze che si potrebbero ottenere in fondamentale, tuttavia con lamine troppo sottili. Un caso tipico lo si riscontra nei rice-trasmettitori per « banda cittadina » (CB) che, pur operando sui 27 MHz incorporano cristalli funzionanti in terza « overtone » per cui lo spessore è relativo alla fondamentale che è di 9 MHz.

Una delle proprietà più interessanti che l'oscillazione « overtone » presenta è quella della purezza d'onda, nel senso che non vi sono spurie; così, stando all'esempio più avanti citato, dei 131 MHz, non si avranno componenti al di sotto di questa frequenza e, caso mai, la prima frequenza non desiderata che si può incontrare è quella della seconda armonica dell'oscillatore (pari a 262 MHz), lontana dalla frequenza voluta, e quindi facilmente filtrabile.

Bisogna avvertire che la frequenza di lavoro dei cristalli « overtone » è leggermente diversa da quella che si avrebbe per moltiplicazione della frequenza fondamentale; è per questo motivo che la fondamentale non è mai indicata sulla custodia, ma è riportata soltanto la frequenza armonica utilizzabile.

Il taglio dei cristalli è ora quasi sempre del tipo AT: ha sostituito i primi modelli, che avevano taglio BT in quanto offre un comportamento frequenza/temperatura migliore (ad esempio ± 10 ppm tra 0 e 60 °C contro 50 ppm totali). Tuttavia, se il cristallo è in una custodia a controllo termico (« forno ») i risultati del BT possono essere pari a quelli dell'AT, col vantaggio di uno spessore maggiore della piastrina, ciò che significa possibilità di un più alto livello di energia. Inoltre, col taglio BT si possono fabbricare facilmente piastre con frequenza fondamentale sino a 30 MHz.

Il cristallo funziona sempre per risonanza serie: il circuito che lo impiega deve essere progettato tenendo presente che l'innesco deve verificarsi con poca eccitazione; nel circuito è bene vi sia una possibilità di ritocco della frequenza che però non deve influenzare gli altri parametri; il quarzo non deve essere posto in condizioni di oscillare su frequenze armoniche diverse, né sulla fondamentale. Lo schema di **figura 30 CD bis** risponde ai requisiti citati.

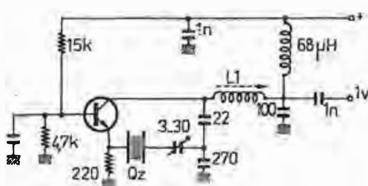


Fig. 30 CD bis - Oscillatore in terza frequenza « overtone » caratterizzato da caratteristiche ottime per questo tipo di oscillazione; frequenze da 15 a 65 MHz. L1 risuona alla frequenza segnata sul cristallo, ed è di 1 μH per 15 ÷ 30 MHz e di 0,5 μH per 30 ÷ 60 MHz. La tensione d'alimentazione (+) va da 4 a 15 V; il condensatore tra base e massa è di 1 000 pF; condensatori = ceramici o a mica.

A FREQUENZA VARIABILE

La frequenza fissa del cristallo può rappresentare un inconveniente nel caso che le contingenze (ad esempio, interferenze) suggeriscano di mutare la frequenza di emissione. In questo caso si devono avere a disposizione altri cristalli a frequenze prossime: a volte, tutto ciò è previsto costruttivamente ed il cambio avviene con l'ausilio di un commutatore che inserisce elettricamente l'uno o l'altro quarzo.

Poter variare la frequenza senza mutare il cristallo è indubbiamente comodo. Ci si perviene inserendo elementi L e C variabili in serie al quarzo: con ciò si amplia la differenza tra F_s ed F_p. Si veda lo schema di **figura 30 CD ter**: L_1 aumenta l'impedenza nella frequenza di risonanza serie e sposta tale punto verso le frequenze più basse.

Artificî di questo genere hanno portato alla realizzazione di molti schemi di cui quello riportato è tra i migliori. Questa categoria di oscillatori prende il nome di **VXO** (Variable Xtall Oscillator) mentre gli oscillatori a frequenza variabile, senza cristallo, sono noti come **VFO** (Variable Frequency Oscillator).

Il valore di R_f determina il livello di reazione ed è opportuno sperimentare resistenze diverse per ottenere un pronto innesco dell'oscillazione. I singoli cristalli portano a risultati diversi; i loro fabbricanti, a volte, classificano modelli destinati specificatamente ai VXO.

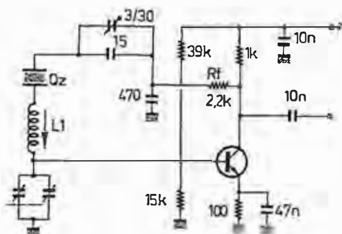


Fig. 30 CD ter - Oscillatore VXO che permette una deviazione di 10 kHz su 5 MHz. L1 ha valore da 5 a 20 μH per 6 ÷ 15 MHz e da 20 a 50 μH per 3 ÷ 6 MHz. La tensione (+) può essere da 5 a 12 V. Il condensatore variabile (aria) in tandem ha capacità di 2 × 415 pF con residua 2 × 10 pF.

Accoppiamento dell'oscillatore

Un circuito funzionante nella generazione di oscillazioni stabili e persistenti non è utile se non si applica un qualche mezzo o sistema che consenta di estrarre l'energia in uscita. Vi sono generalmente due metodi per prelevare l'oscillazione: quello di accoppiamento induttivo e quello di accoppiamento capacitivo.

Accoppiamento induttivo

Si rientra in questo tipo di accoppiamento allorché l'induttanza del circuito volano viene impiegata come avvolgimento primario di un trasformatore: l'uscita, allora, è presa dall'avvolgimento secondario.

In alcuni casi l'avvolgimento secondario ha in parallelo un condensatore e forma con esso un risuonatore accordato sulla frequenza dell'oscillatore; l'assieme è noto come trasformatore con secondario sintonizzato. Vedremo qualche esempio, più avanti.

L'entità dell'uscita è determinata dal grado di accoppiamento tra primario e secondario: se l'accoppiamento è stretto (primario e secondario molto vicini tra loro), l'ampiezza dell'uscita è alta e dal volano dell'oscillatore al secondario viene trasferita una parte considerevole della potenza. Come sappiamo, ciò comporta l'inconveniente di riflettere un alto I^2R di perdite sul circuito volano, caricandolo molto ed abbassandone il Q.

Se la distanza tra il volano ed il secondario è, invece, più grande, al circuito volano sono riflesse minori perdite e perciò il metodo è spesso preferito, anche se — ovviamente — il secondario in queste condizioni (accoppiamento lasco) può disporre di minore potenza. Non influenzando molto il Q del volano si ottiene un più elevato grado di stabilità sia nell'ampiezza che nella frequenza.

Accoppiamento capacitivo

Per prelevare il segnale a mezzo di una capacità si deve, in primo luogo, scegliere un condensatore di accoppiamento che presenti, per il suo valore, un'alta reattanza capacitiva alla frequenza di risonanza. In questo modo si può trasferire l'energia da un punto ad un altro senza caricare eccessivamente il circuito volano e senza abbassarne il Q.

Molte volte, se si adotta questo sistema, si rendono necessarie piccole correzioni perché l'accoppiamento capacitivo ha un leggero effetto sulla frequenza di lavoro.

Stabilità

La **stabilità dell'ampiezza** può essere compromessa da cambiamenti della polarizzazione, da mutamenti del guadagno del transistore o della valvola, da variazioni della tensione di alimentazione e da cambiamenti dell'impedenza riflessa.

Un aumento della polarizzazione in molti circuiti significa diminuzione dell'ammontare di reazione: tale diminuzione abbassa l'ampiezza delle oscillazioni.

Un'eventuale diminuzione della polarizzazione da luogo all'effetto opposto.

Un calo nel guadagno del dispositivo attivo (transistore o valvola) riduce il guadagno del circuito e produce lo stesso effetto di un aumento di polarizzazione.

Una variazione della tensione d'alimentazione muta il punto di funzionamento del circuito e, di conseguenza, cambia l'ampiezza delle oscillazioni.

Se l'impedenza del carico diminuisce, in molti casi il fatto si traduce in un aumento dell'assorbimento dal circuito volano: se non varia anche l'ampiezza della reazione (in aumento) questa perdita non è compensata e l'ampiezza dell'oscillazione diminuisce.

La stabilità dell'ampiezza può essere incrementata utilizzando la polarizzazione di griglia o di base per dispersione. Il miglioramento deriva dal fatto che il livello di polarizzazione in questo caso dipende dall'ampiezza del segnale presente al circuito volano.

La **stabilità di frequenza** può essere influenzata da cambiamenti di temperatura, da cambiamenti di Q del volano, da mutamenti delle perdite riflesse, da variazioni della tensione di alimentazione e da vibrazioni meccaniche.

I cambiamenti di temperatura provocano mutamenti nei valori delle capacità interne della valvola o del transistore. Essi portano anche a leggere variazioni del valore dell'induttanza e della capacità del circuito accordato. Tali cambiamenti spostano il valore della frequenza d'uscita e poiché la situazione si altera gradualmente lo spostamento risultante viene detto « scarto ».

Lo scarto di frequenza può essere minimizzato prendendo cura per una ventilazione adeguata, scegliendo opportunamente componenti che possano dissipare facilmente il calore e, a volte, provvedendo per un intervento automatico di controllo della temperatura stessa.

Le vibrazioni meccaniche possono causare le stesse variazioni sul valore dei componenti che derivano dai cambiamenti di temperatura ma, evidentemente in modo assai più rapido. Per ovviare a questo inconveniente a volte il telaio è montato su supporti antivibranti.

Mutamenti della tensione di alimentazione spostano, come si è già detto, il punto di funzionamento e ciò oltre che tradursi in una variazione dell'ampiezza porta all'instabilità della frequenza. Si rimedia ricorrendo alla stabilizzazione elettronica della tensione continua.

L'impedenza di carico riflessa nel circuito volano ha notevole effetto sulla stabilità di frequenza dell'oscillatore. Tale impedenza può comprendere componenti reattive e componenti resistive: le prime alterano la frequenza di risonanza e le altre, come si sa, il Q del circuito volano.

Quando il Q del volano è molto alto e l'impedenza riflessa è piccola, l'effetto sia sulla frequenza di risonanza che sul Q è trascurabile: più il Q effettivo del volano è basso, maggiore è l'effetto di un cambio dell'impedenza di carico sulla frequenza di risonanza.

Circuiti volano ad alto Q ed accoppiamento lasco riducono perciò l'instabilità di frequenza provocata da questi fattori.

I trasmettitori

Prima dell'adozione generale del circuito supereterodina si costruivano i ricevitori secondo un altro circuito, in effetti d'alto rendimento, detto « a reazione »; vi abbiamo fatto cenno, or non è molto. Una parte del segnale a radiofrequenza disponibile al circuito d'uscita della valvola rivelatrice veniva riportata al circuito d'entrata in fase eguale, sì da rinforzare il segnale stesso, ciò che è come dire, aumentare l'amplificazione.

Se la parte di segnale retrocesso (reazione) in queste condizioni, eccede un certo valore, il dispositivo diventa — lo abbiamo visto nelle pagine precedenti — un oscillatore.

Orbene, poiché nel regolare il tasso di reazione (era previsto un apposito comando) si portava spesso la valvola in oscillazione, avveniva di frequente che gli altri utenti dislocati nel raggio di qualche centinaio di metri, udissero col loro apparecchio segnali acustici (fischi) a tonalità variabile: il ricevitore a reazione innescata (oscillatore) diventava, né più, né meno che un trasmettitore. L'oscillazione veniva irradiata, e nell'apparecchio vicino, dopo essere stata captata, dava luogo ad un battimento con l'onda ricevuta, battimento che per le piccole differenze delle frequenze di sintonizzazione si manifestava nella gamma di frequenza udibile.

Abbiamo voluto richiamare questo fenomeno perché esso conferma in modo semplice e probante che **un oscillatore a radio frequenza altro non è che un minuscolo trasmettitore.**

Se, come nel caso citato, l'oscillatore è connesso (accoppiato) ad un'antenna l'energia a radiofrequenza, altrimenti circoscritta, viene irradiata con efficacia nell'etere. Il più semplice trasmettitore concepibile può essere sintetizzato allora così come in **figura 31 CD**.

Caricare un oscillatore direttamente con una antenna, come si vede in figura, porta a due gravi inconvenienti. Il primo è che la potenza di massima è limitata per ragioni di stabilità di frequenza: non sussiste amplificazione tra il dispositivo che genera l'energia ed il dispositivo che l'assorbe; e la potenza — è ovvio — è importante perché determina la portata del collegamento.

Il secondo è che la stabilità di frequenza — molto importante per la sicurezza dell'informazione — viene compromessa: il carico dell'oscillatore (in questo caso, l'antenna) riflesso sul circuito volano ha un'influenza sulla stabilità di frequenza dell'oscillatore. Come abbiamo testé visto nelle pagine precedenti, l'impedenza riflessa ha componenti resistive e reattive. Le prime abbassano il Q del circuito e le seconde alterano la frequenza di risonanza.

Questo spostamento di frequenza del segnale emesso può tradursi in una perdita parziale del segnale ricevuto.

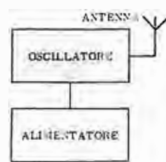


Fig. 31 CD - Il più semplice trasmettitore è rappresentato da un unico stadio oscillatore. Se l'oscillatore è controllato a quarzo, se la potenza in giuoco permane ridotta, se ci si limita all'impiego per segnalazioni Morse (grafia), un trasmettitore così concepito può anche essere usato.

Gli inconvenienti riportati sono eliminati con l'interposizione di uno o più stadî di amplificazione, o quanto meno, di separazione.

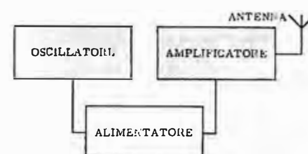
Detti stadî, in funzione di un loro specifico compito, sono detti « amplificatori di potenza », « separatori », « moltiplicatori di frequenza ».

Lo stadio al quale è collegata l'antenna è noto come « amplificatore finale »; così, un primo passo verso un'apparecchiatura rientrante nel minimo di norme necessarie si attua con la disposizione di **figura 32 CD**.

Assai spesso sono presenti altri stadî, tra i due ora visti. Se vi è tra di essi un altro amplificatore, il suo regime di funzionamento è più basso di quello del finale ed il suo compito, più che altro, è di isolamento tra le variazioni di carico e la stabilità dell'oscillatore.

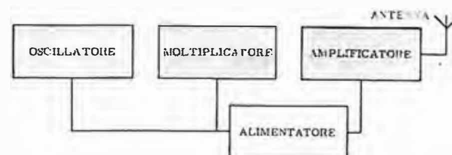
Se questo stadio ha il suo circuito d'uscita accordato sulla stessa frequenza dell'oscillatore, allora è un « separatore »; se la frequenza di risonanza del suo circuito oscillante d'uscita è predisposta invece per una frequenza armonica di quella d'entrata (sì da aumentare la frequenza del segnale irradiato) allora esso è un « moltiplicatore » (**figura 33 CD**).

Fig. 32 CD - All'oscillatore può essere aggiunto uno stadio di amplificazione della radiofrequenza generata: la potenza irradiata può, allora, essere assai più elevata di quella dell'oscillatore che, restando a basso regime, conserva le sue caratteristiche di stabilità.



Nello studio degli amplificatori di potenza a radiofrequenza incontreremo spesso alcune definizioni o termini il cui significato deve essere ben chiaro: l'angolo della corrente di collettore (o di placca) corrisponde all'intervallo — misurato in gradi — del segnale entrante durante il quale il transistore o la valvola conducono; la potenza d'entrata di placca, o di collettore, è quella avviata (alimentazione) alla valvola o al transistore (è il prodotto della tensione continua per la media della corrente); la potenza di uscita è quella avviata al carico; l'efficienza del circuito di placca o di collettore è il rapporto tra la potenza d'uscita e quella d'entrata; la dissipazione di placca, o di collettore, è il fattore che determina l'efficienza relativa.

Fig. 33 CD - Se si deve irradiare su frequenze relativamente alte si preferisce far funzionare (per ragioni di stabilità e rendimento) l'oscillatore su di una determinata frequenza più bassa, corrispondente — generalmente — a metà o ad un quarto della frequenza voluta in uscita: è un apposito stadio (moltiplicatore) che eleva la frequenza, prima dell'amplificazione finale.



Classe di funzionamento

Anche in questo campo valgono le definizioni e le differenziazioni di categoria che abbiamo viste per gli amplificatori di Bassa Frequenza. Perciò anche gli amplificatori di potenza a radiofrequenza possono essere classificati in base alle condizioni secondo le quali il transistore o la valvola funzionano: in altre parole, secondo la porzione del ciclo della tensione alternata di segnale durante la quale la corrente scorre in placca (o collettore) in dipendenza della polarizzazione di griglia o di base.

Le quattro classi di funzionamento dell'amplificatore dipendenti dalla polarizzazione sono la **A**, la **B**, la **AB** e la **C**; esse sono tutte rilevabili con l'ausilio della **figura 34 CD**.

Nel caso della classe A la base (o la griglia) è polarizzata presso il punto medio, o centrale, del tratto lineare della curva caratteristica; come si osserva chiaramente in figura, il segnale in alternata d'entrata (ciclo completo) provoca una variazione della tensione sopra e sotto il punto di polarizzazione.

Le variazioni di corrente conseguenti sono proporzionali alla tensione entrante dato che l'escursione non oltrepassa mai la porzione lineare della curva.

La corrente di collettore o di placca scorre per tutto il ciclo del segnale alternato.

Le principali caratteristiche della classe A sono: minima distorsione, bassa potenza d'uscita per un dato transistore o valvola (nei confronti della classe B o C) ed una efficienza di collettore o placca relativamente bassa (da 20 a 25 per cento). Questo tipo di amplificatore, lo sappiamo, trova impiego laddove, nelle apparecchiature, necessita una bassa distorsione.

Nel funzionamento secondo la classe B, la base o la griglia sono polarizzate al punto (o vicino al punto di interdizione (vedi figura).

Il segnale d'alternata entrante porta il transistore (o la valvola) in regime di interdizione per circa metà del ciclo. Così, il transistore o la valvola conducono solo per circa 180 gradi (metà) del ciclo e per gli altri 180 gradi sono, invece, interdetti.

Gli amplificatori di questo tipo sono caratterizzati da una potenza media d'uscita, da una efficienza di placca o collettore anch'essa media (dal 40 al 60 per cento) e da una moderata amplificazione di potenza.

Gli amplificatori di classe AB sono polarizzati (vedi figura) in maniera che il transistore o la valvola conducano per assai più di 180°, ma tuttavia, sempre meno dei 360°. La potenza d'uscita sarà così più alta di quella di un classe A e l'efficienza sarà normalmente tra il 45 ed il 55 per cento.

Ed infine, con la classe C, la base (o la griglia) viene polarizzata oltre il punto di interdizione con riferimento all'emettitore o al catodo, così che il transistore o la valvola conducono per assai meno dei 180°. Essi rimangono in stato di interdizione per la gran parte di ciascun ciclo del segnale entrante, e la corrente scorre nel transistore (o nella valvola) soltanto allorché il segnale riesce ad elevare la polarizzazione al di sopra del valore di interdizione. La corrente quindi si può dire che scorra ad impulsi.

La classe C presenta un'efficienza di collettore o placca relativamente alta (dal 70 all'80 per cento) ed un'alta potenza d'uscita.

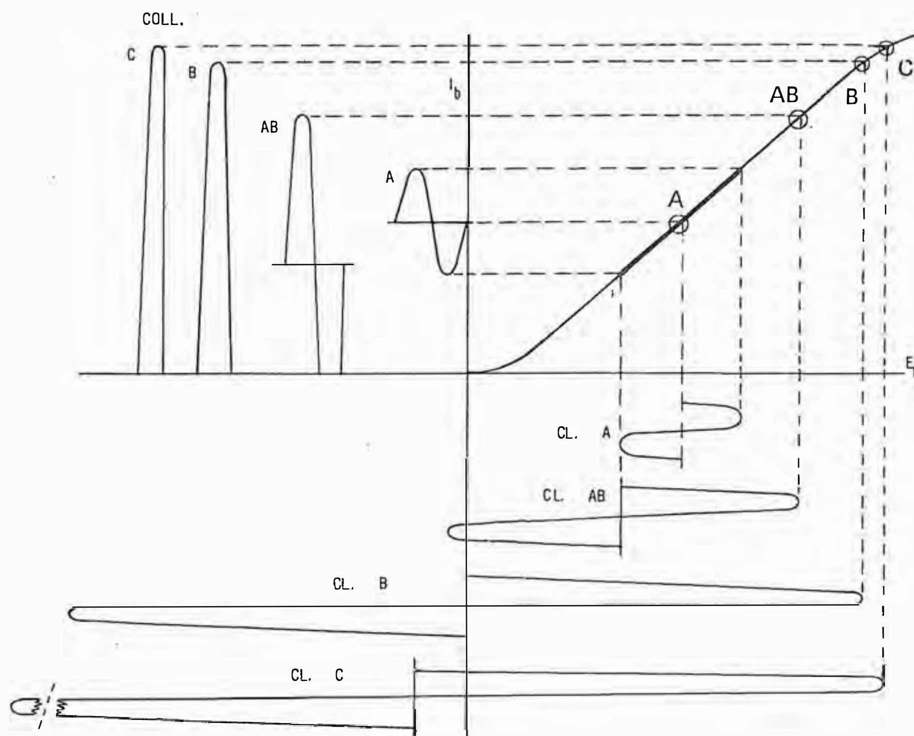


Fig. 34 CD - Data la curva caratteristica (quadrante superiore di destra) **del dispositivo amplificante (valvola o transistore) su di essa si identificano i punti attorno ai quali, secondo la classe di funzionamento prescelta, si svolge l'escursione del segnale entrante. Nel** quadrante inferiore destro, **il corrispettivo andamento della corrente; come si vede, solo la classe A, ha il ciclo completo.** Quadrante superiore sinistro = **forme d'onda della corrente di collettore (o placca).**

Amplificatore in classe C

La **figura 35 CD** è relativa allo schema di un amplificatore di questo tipo, a transistore. La polarizzazione inversa per la giunzione emettitore/base è fornita da V_{bb}, R_1 ed R_2.

Il valore di quest'ultima, essendo essa variabile, viene scelto per il collocamento tipico della classe C sulla curva caratteristica. I condensatori C1 e C3 servono per avviare a massa (« bypass ») la radiofrequenza. C2 col primario di T2 forma, evidentemente, il circuito volano di collettore.

Un circuito analogo, ma per valvola, è riportato in **figura 36 CD**.

Il carico è risonante, e l'alimentazione è in serie (attraverso il carico). C1 accoppia il segnale entrante che proviene dallo stadio che precede: il segnale si sviluppa ai capi del resistore di griglia, R1.

Così come si è visto per l'altro schema, mediante R2 si sceglie il punto di funzionamento per la classe C; C2 fuga a massa la radiofrequenza eliminandola dal dispositivo di polarizzazione. Dal lato freddo del circuito volano (C3-L1) di placca, è eliminata la residua radiofrequenza fugandola a massa mediante C5. A mezzo di C4

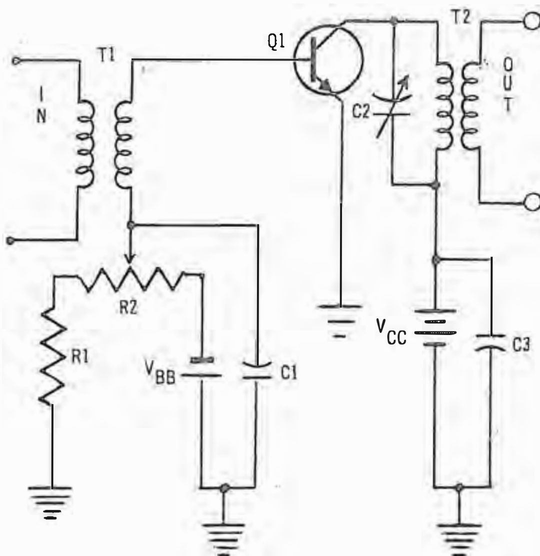


Fig. 35 CD - L'amplificatore di classe C è molto spesso quello preferito nei trasmettitori, per lo stadio finale; è la scelta della polarizzazione, effettuata a mezzo di R2 che determina il punto di funzionamento sulla curva caratteristica (vedi figura precedente). C1 e C3 sono necessari perché la radiofrequenza deve circolare solo nei circuiti accordati (bobine) e non disperdersi nell'alimentazione.

il segnale, amplificato può essere inoltrato o ad un altro stadio per maggiore potenza o al carico utilizzatore (adattamento antenna).

Vediamo ora il comportamento dell'amplificatore di classe C durante il funzionamento.

Si supponga che la frequenza entrante sia eguale a quella per la quale il circuito volano è accordato.

La carica sul condensatore del volano sia pari a zero volt: la tensione al collettore o alla placca corrisponde al valore della tensione continua di alimentazione.

Allorché il segnale alternato di base (o griglia) raggiunge un valore sufficiente a portare il transistore in polarizzazione diretta, o la valvola fuori interdizione, la corrente di collettore o di placca comincia a scorrere.

Dato che il circuito risonante in parallelo presenta il massimo di impedenza alla frequenza di risonanza, si verificherà una forte differenza di tensione ed a tale tensione si caricherà il condensatore. Il massimo di caduta sarà raggiunto in corrispondenza del massimo di corrente del transistore o della valvola.

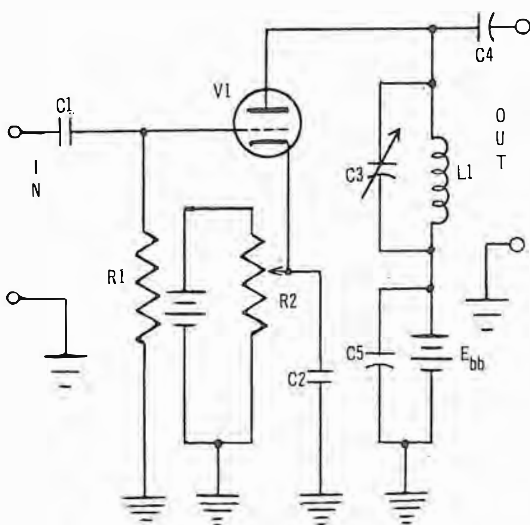


Fig. 36 CD - Con l'impiego della valvola il circuito dell'amplificatore in classe C può presentarsi in questo modo: la polarizzazione è scelta a mezzo R2, mentre il segnale entrante, qui accoppiato capacitativamente (C1) si sviluppa ai capi di R1.

Le forme d'onda di cui alla figura **37 CD** mettono in corrispondenza massimi e minimi di tensione ai capi del circuito sintonizzato e, in basso, corrente al collettore o alla placca.

Il valore istantaneo della tensione di collettore o di placca è la somma algebrica della tensione di alimentazione col picco di tensione alternata sviluppatasi sul circuito sintonizzato.

Quando la corrente del collettore o della placca inizia a scorrere, la tensione all'apice del circuito volano volge in direzione negativa e si sottrae alla tensione d'alimentazione, portando così la tensione del collettore o della placca verso lo zero. Allorché la corrente diminuisce, la tensione ai capi del volano inizia a calare ed il condensatore incomincia a scaricarsi sulla bobina.

Giunto il transistore al punto di polarizzazione inversa (o la valvola all'interdizione), la corrente cessa ed il campo attorno alla bobina cade provocando un aumento di tensione verso V_{cc} e E_{bb}.

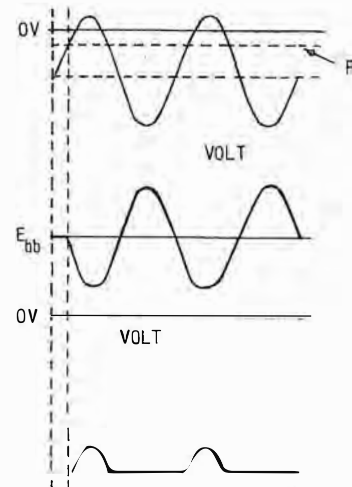


Fig. 37 CD - Forme d'onda nel circuito di classe C, in corrispondenza tra loro. In alto, andamento della tensione in base (o griglia). F indica il livello di polarizzazione per il punto di conduzione. In centro, la tensione totale (E_{bb}) ai capi del circuito sintonizzato. In basso, la corrente di collettore (o di placca).

Il campo magnetico in diminuzione della bobina mantiene la corrente nella stessa direzione attraverso il ramo capacitivo del volano caricando il condensatore in direzione opposta sino a tanto che il campo cessa ed è allora che il condensatore risulta alla sua carica massima, ma in questo caso con polarità opposta a quella che aveva alla carica iniziale.

Quando la tensione al circuito volano si presenta per il senso positivo al collettore o alla placca, essa si somma alla tensione di alimentazione così che la tensione al collettore (o placca) diventa quasi doppia del valore di V_{cc} o E_{bb}.

Non appena completamente carico il condensatore inizia a scaricarsi dato che non vi è differenza di potenziale ai suoi capi per sostenere la carica, e la scarica si verificherà ovviamente sulla bobina.

Tutte le azioni che abbiamo descritte sopra — il lettore avrà già compreso — corrispondono a ciò che si è già visto per gli oscillatori (figura 3 CD): si tratta dell'effetto « volano », un effetto estremamente importante perché grazie ad esso un ciclo completo d'uscita è possibile usando soltanto una piccola parte del ciclo d'entrata che serve solo a compensare le perdite del circuito volano.

Comprendiamo perciò che allorché il segnale alla base o alla griglia avrà raggiunto nuovamente un valore sufficiente a portare il transistore in polarizzazione diretta, o la valvola fuori dall'interdizione, il circuito volano riceverà un altro rinforzo di energia per il fatto che il transistore o la valvola in quel momento saranno in conduzione.

Questa azione continua a meno che il segnale alla base o alla griglia non venga rimosso; se ciò avviene, da quel momento le oscillazioni continueranno, ma caleranno d'ampiezza sino a che tutta l'energia presente nel circuito volano si sarà dissipata in conseguenza delle normali perdite di circuito.

L'efficienza del circuito di collettore o di placca può essere espressa da:

$$\text{Efficienza} = \frac{\text{P c.a.}}{\text{P c.c.}} \text{ oppure } \frac{\text{P uscita}}{\text{P entrata}} \times 100$$

Ad esempio, con una potenza d'entrata (alimentazione) in corrente continua di 620 watt e 451,5 watt di potenza utile fornita al carico, l'efficienza sarà:

$$\text{Efficienza} = \frac{451{,}5}{620} \times 100 = 72{,}8\ \%$$

Ciò vuol dire che con un'alimentazione c.c. di 620 watt, 168,5 watt sono dissipati nel transistore o nella valvola e nei componenti del circuito (in modo preponderante sotto forma di calore).

$$\text{P dissipata} = \text{P entrata} - \text{P uscita}$$
$$\text{cioè } 620 - 451{,}5 = 168{,}5 \text{ watt.}$$

Moltiplicazione di frequenza

In un amplificatore di classe C, per quanto abbiamo testé visto, la corrente di collettore o di placca non è sinusoidale, ma impulsiva (vedi figure 34 e 37 CD). La forma impulsiva dà luogo ad un numero notevole di segnali a frequenza armonica: grazie, appunto, al contenuto di armoniche, l'amplificatore in classe C può essere usato per fornire un'uscita di potenza su di una frequenza diversa da quella di pilotaggio, tuttavia, armonica della stessa. In questo caso l'amplificatore si sa, è un « moltiplicatore di frequenza ».

La necessità di ricorrere ai circuiti moltiplicatori di frequenza deriva dal fatto che il grado di stabilità della maggior parte degli oscillatori diminuisce se la loro frequenza aumenta: a frequenze più basse si può ottenere una stabilità

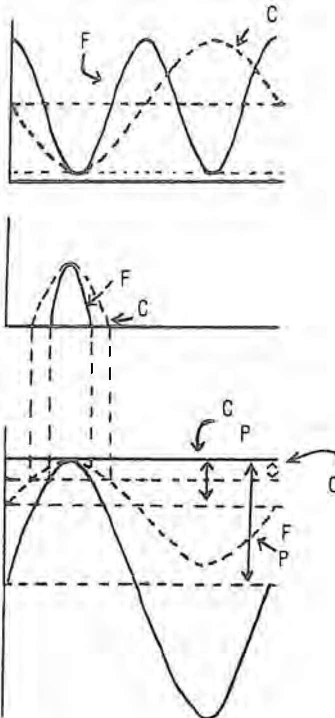


Fig. 38 CD - Confronto tra le forme d'onda (angolo di circolazione) di tensione e corrente nei diversi punti del circuito per uno stadio funzionante in semplice amplificazione **di classe C ed uno funzionante in** duplicazione di frequenza. **In alto, tensione, ed al centro, corrente del collettore (o placca); in basso, segnale entrante. F indica la forma d'onda del moltiplicatore; CP e CF, i livelli di polarizzazione ed O, l'interdizione.**

sufficiente. Per questo, l'oscillatore viene fatto agire ad una frequenza più bassa di quella che si vuole irradiare: facendolo poi seguire da uno o più stadî moltiplicatori si ha al carico finale del complesso la frequenza voluta, con segnale amplificato, come già detto per la figura 33 CD.

Per realizzare uno stadio moltiplicatore di frequenza bisogna che siano soddisfatti tre importanti requisiti, e precisamente:

1) il circuito volano di collettore, o di placca, deve essere sintonizzato alla frequenza armonica richiesta;
2) si deve fornire una polarizzazione inversa di base, o un'alta polarizzazione negativa di griglia;
3) si deve disporre di un notevole segnale di pilotaggio per la base o per la griglia.

La prima condizione fa si che il volano agisca come un filtro, accetti cioè la frequenza voluta e rigetti tutte le altre armoniche. Pertanto, se — ad esempio — la frequenza entrante è di 1 MHz e si vuole il funzionamento sulla seconda armonica, il circuito sintonizzato di collettore o di placca sarà accordato su 2 MHz. Il circuito sarà un « raddoppiatore ».

Si può anche utilizzare la terza o la quarta armonica — ed anche la quinta — ed allora avremo un triplicatore, un quadruplicatore, ecc.

La seconda condizione per ottenere una moltiplicazione efficace porta ad un angolo di circolazione della corrente (di collettore o di placca) ridotto; ciò che si ottiene, come premesso, mediante un aumento della polarizzazione inversa, o della polarizzazione negativa nel caso di impiego valvole.

Le relazioni tra i requisiti della classe C in funzione di semplice amplificazione ed in funzione di moltiplicazione (quindi, in riduzione dell'angolo di circolazione) sono visibili in **figura 38 CD**.

Non bisogna dimenticare che la riduzione dell'angolo riduce anche la potenza d'uscita e l'efficienza dello stadio. La potenza d'uscita sulle armoniche diminuisce in ordine alle armoniche prescelte secondo un andamento che è messo in evidenza dalla **Tabella 1**.

Tabella 1 - Requisiti dell'impulso e potenza d'uscita sulle armoniche

Armonica	Lunghezza ottimale dell'impulso. gradi elettrici alla frequenza fondamentale	Percentuale della potenza d'uscita, supposta l'uscita normale con classe C = 100%
2	da 90 a 120	dal 50 al 65 %
3	da 80 a 120	dal 30 al 40 %
4	da 70 a 90	dal 25 al 30 %
5	da 60 a 72	dal 20 al 25 %

Funzionamento

Lo schema che appare in **figura 39 CD** è quello di un moltiplicatore di frequenza a transistore funzionante, nel nostro esempio, come duplicatore.

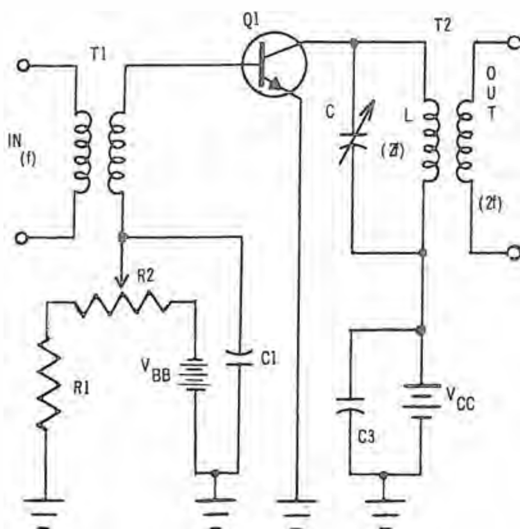
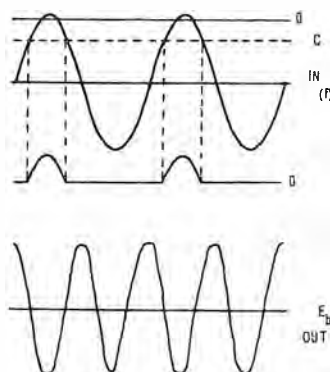


Fig. 39 CD - Come si può subito rilevare, uno stadio moltiplicatore di frequenza (in questo caso, duplicatore) è identico nell'impostazione circuitale ad un normale amplificatore (figura 35 CD): è solo il circuito volano (L/C) che qui è accordato sul valore 2f (frequenza doppia).



Il segnale entrante (IN) di frequenza f è interdetto al punto C di polarizzazione: la corrente di collettore scorre solo per i picchi corrispondenti. La tensione E_{bb} al volano può manifestarsi per una frequenza doppia essendo quest'ultimo risonante su 2f.

Sappiamo ora che C/L risuona sul doppio (2f) della frequenza d'entrata (f) e che il funzionamento deve essere di classe C. Perciò, come si è già esposto, quando il segnale applicato alla base supera in valore la tensione di polarizzazione (scelta con R2) che interdice il transistore, avremo un impulso di corrente (alla stessa frequenza del segnale entrante) che scorrerà dall'emettitore al collettore dando energia al circuito volano.

Siccome gli impulsi del collettore contengono anche energia, in grado apprezzabile, alla seconda armonica e poiché la risonanza del volano è predisposta per questa frequenza armonica, la corrente di collettore arriverà al circuito sintonizzato ogni secondo ciclo della tensione d'uscita e fornirà sufficiente energia al sostentamento delle oscillazioni (effetto volano) per quei cicli nei quali non vi è passaggio di corrente.

Quando il transistore, perciò, si trova in stato di interdizione, l'energia già fornita al circuito del collettore è sufficiente a mantenere le oscillazioni tra gli impulsi di corrente. La ragione per cui il circuito sintonizzato continua ad oscillare è che gli impulsi arrivano sempre al momento giusto, vale a dire ad ogni ciclo alterno, apportando l'energia quando essa necessita.

In **figura 40 CD** riportiamo lo schema di uno stadio a valvola, moltiplicatore, che è previsto per triplicare la frequenza.

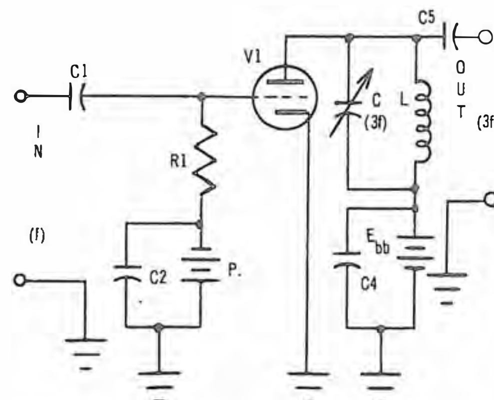
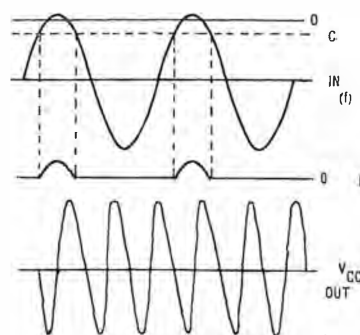


Fig. 40 CD - Con impiego di valvola, ecco uno stadio, classe C, che, accordando C/L su una frequenza tripla di quella entrante consente di disporre all'uscita di tale moltiplicazione. La polarizzazione è inserita sul circuito di griglia, e pertanto il catodo può essere a massa.



Nel triplicatore **le forme d'onda sono sostanzialmente eguali a quelle del duplicatore, ma per un'ondulazione d'entrata si verificano tre ondulazioni d'uscita.**

Amplificazione lineare

Un segnale a radiofrequenza indipendentemente dall'informazione che gli viene impressa, può essere diviso in una parte superiore o positiva, ed in una inferiore o negativa. Perciò un amplificatore lineare, ad elemento unico, è un amplificatore nel quale il transistore o la valvola sono in conduzione per almeno il 50 % (cioè 180°) di ciascun ciclo d'entrata, verificandosi così la fedele riproduzione del segnale entrante. In un amplificatore lineare a stadî in opposizione (« push-pull ») sia la parte positiva che quella negativa del segnale entrante vengono fedelmente riprodotte.

Un amplificatore lineare può essere fatto funzionare in classe A o in classe AB con elemento singolo o in classe B con stadî in opposizione.

Gli amplificatori in classe A di potenza — lo abbiamo già accennato — a causa della loro bassa efficienza, sono impiegati in applicazioni di bassa potenza.

Gli amplificatori di classe B di potenza forniscono potenza maggiore e più alta efficienza ma richiedono un'alimentazione molto stabile, nel

senso che il valore di tensione non deve variare al variare, notevole, della corrente assorbita.

Gli amplificatori di classe AB, come si intuisce, rappresentano un compromesso in potenza ed efficienza tra la classe A e la classe B.

Agli amplificatori lineari si ricorre per aumentare il livello di potenza o la tensione nei casi di portanti modulate in ampiezza o segnali a banda laterale unica.

Un numero posto al piede della B nella classificazione della classe AB e della classe B suddivide queste classi, nel caso di impiego di valvole, in AB_1 ed in AB_2, B_1 e B_2. Si differenziano in tal modo le soluzioni secondo le quali la griglia diventa o no positiva durante una parte del ciclo.

Più esattamente, classe AB_1 vuol dire che la griglia non assume mai un potenziale positivo rispetto al catodo il che significa anche che non vi è mai assorbimento di corrente di griglia; con la classe AB_2, per contro, durante una parte del ciclo scorre corrente in griglia perché la stessa diventa positiva.

Un amplificatore lineare a valvole può essere sia in classe AB_1 che in classe AB_2.

Funzionamento

Un amplificatore a radiofrequenza che può funzionare in classe B è riprodotto in **figura 41 CD**.

Il transistore Q1 ha la sua base connessa a massa attraverso il secondario di T1: esso è essenzialmente in interdizione. Mediante T1 si accoppia alla base il segnale entrante. C2 col primario di T2 forma il circuito volano. C1 è un condensatore di fuga che elimina la radiofrequenza dall'alimentazione di collettore.

L'arrivo del segnale alla base di Q1 provoca, durante le alternanze negative, la polarizzazione diretta del transistore: la corrente di collettore, allora, circola fornendo energia al volano per mezzo ciclo.

L'alternanza positiva del segnale inverte la polarizzazione di Q1 e di conseguenza lo interdice. Durante questo tempo è il circuito volano che restituisce l'energia in base al suo tipico funzionamento già analizzato.

In **figura 42 CD** vediamo lo stesso amplificatore (classe B), a valvola, e in **figura 43 CD** la relazione tra la tensione di griglia e la corrente di placca quando viene impressa la modulazione.

Dal momento che i limiti del tratto lineare non sono superati (il segnale pilota, d'entrata, è regolato correttamente) non vi è distorsione; ci troviamo perciò in presenza di un normale funzionamento di classe B. Se il pilotaggio fosse scarso l'uscita sarebbe sempre senza distorsione ma non si otterrebbe la potenza massima raggiungibile e l'efficienza sarebbe ridotta.

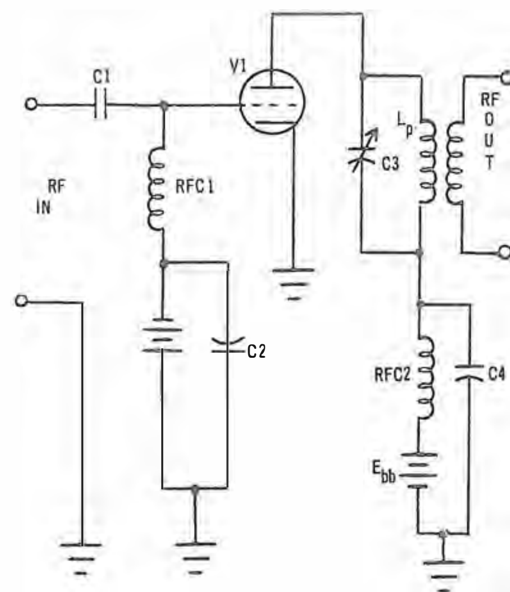


Fig. 42 CD - Con scelta opportuna di polarizzazione griglia, per il funzionamento in classe B (quasi interdizione in assenza di segnale) non si verifica distorsione. Il pilotaggio (che si sviluppa ai capi di RFC1) deve essere rilevante per raggiungere la più alta efficienza. C2 e C4 con RFC2 impediscono alla radiofrequenza la via dell'alimentazione.

Abbiamo visto che, per un funzionamento in classe B_2, la griglia abitualmente viene pilotata nella regione di corrente (positiva rispetto al catodo) durante il picco positivo del ciclo di eccitazione; ne consegue che non è possibile — in questo caso — impiegare il sistema di polarizzazione noto come « falla di griglia » (resistenza di griglia) perché un mutamento dovuto alla modulazione provocherebbe una variazione nella corrente media di griglia, ciò che modificherebbe la polarizzazione.

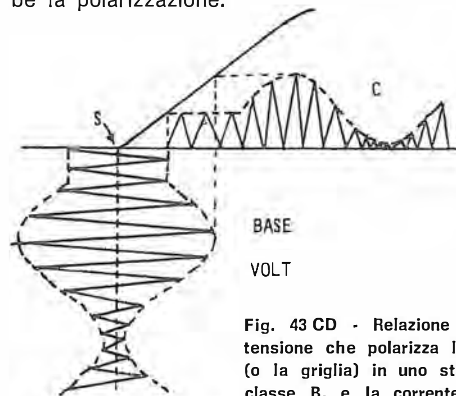


Fig. 43 CD - Relazione tra la tensione che polarizza la base (o la griglia) in uno stadio in classe B, e la corrente C di collettore (o di placca). S indica il punto di polarizzazione che coincide con l'interdizione del transistore (o della valvola).

Negli amplificatori di classe AB_2 e B_2 quando vi è scorrimento di corrente di griglia, l'impedenza dell'entrata cambia: allo stadio pilota si presenta perciò un carico che non è lineare, il che da luogo a distorsione. Per rimediare a questo inconveniente si carica la griglia con un resistore che mantiene un'impedenza, verso il pilota, relativamente costante.

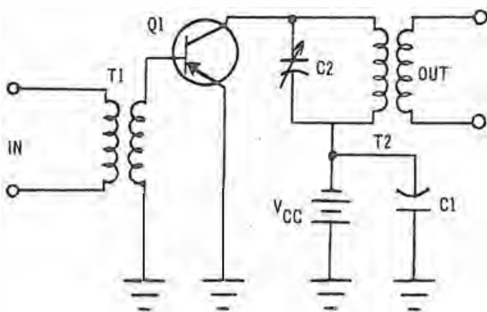


Fig. 41 CD - Il transistore Q1 è in stato di interdizione: l'alternanza negativa del segnale in arrivo tramite T1, lo polarizza in modo da far circolare nel volano (C2/L) corrente per il collettore. Quando l'alternanza è positiva Q1 è di nuovo interdetto ma il volano fornisce l'energia in quel momento di arresto.

Accoppiamento

Un solo stadio d'amplificazione di potenza normalmente non è sufficiente per un trasmettitore radio; per ottenere il guadagno necessario bisogna coinvolgere più stadî. Così, l'uscita di uno stadio diventa l'entrata del successivo e si attua una successione che già conosciamo, detta in cascata.

Vi sono diversi tipi di amplificatori a cascata: ciascuno di essi offre vantaggi e presenta inconvenienti suoi proprî; il ricorrere più all'uno che all'altro dipende dalle necessità del circuito.

I sistemi che possiamo dire di base, per l'accoppiamento (abbiamo già visto qualcosa in merito, per l'oscillatore) sono: **1)** a resistenza e capacità; **2)** ad impedenza; **3)** a trasformatore e **4)** a « link », che può essere considerato come una speciale forma di accoppiamento a trasformatore.

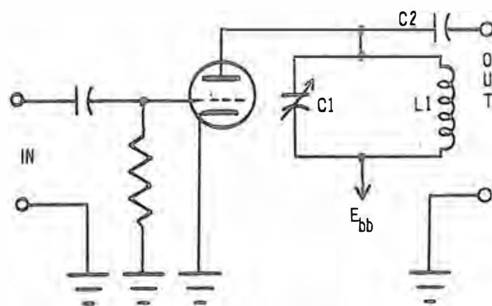


Fig. 45 CD - L'uscita del segnale è sinusoidale se il carico — in questo caso C1/L1 — è perfettamente accordato sulla frequenza. La corrente di placca attraversa il circuito volano e la disposizione è detta di « alimentazione in serie ».

A resistenza - capacità

È uno dei sistemi più usati e, ci è noto, viene indicato come accoppiamento RC.

Diremo subito che per gli amplificatori a radiofrequenza di potenza questo metodo non è impiegato perché comporterebbe perdite I^2R troppo elevate. Il suo pregio è la possibile larghezza di banda, facilmente ottenibile e con poco costo, poco ingombro e poco peso di componenti; è usato spesso in Bassa Frequenza.

Ad impedenza non sintonizzata

Sostituendo la resistenza di carico di un normale amplificatore ad RC con una induttanza si ottiene questo tipo di accoppiamento: lo si vede in **figura 44 CD**.

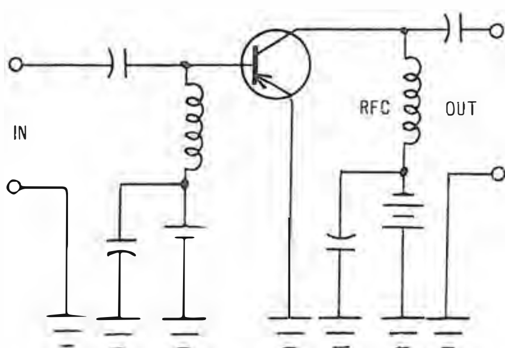
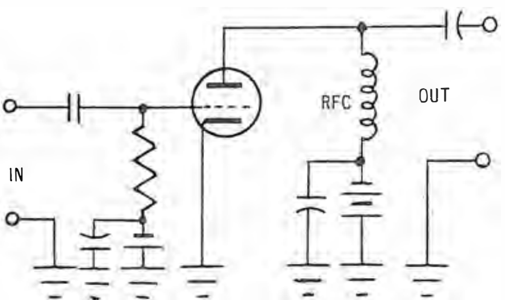


Fig. 44 CD - Quando il carico del transistore o, sotto, della valvola, è costituito da un'impedenza (RFC), il rendimento è assai più elevato che se si impiegasse una resistenza ohmica; la zona di frequenza utile è però più ristretta e non si ha ancora l'effetto volano.



Per ottenere quanta più amplificazione possibile, in particolar modo a frequenze basse, l'induttanza viene tenuta al valore più alto praticamente attuabile. È comprensibile che si abbia, rispetto al carico puramente resistivo dell'accoppiamento RC, una caduta di tensione d'alimentazione enormemente inferiore: infatti la pura resistenza ohmica dell'avvolgimento - impedenza è di basso valore, sì che più tensione perviene all'elettrodo dell'elemento attivo a parità di tensione di alimentazione disponibile. Ciò vuol anche dire che per la stessa efficienza si può qui ridurre la tensione a corrente continua: in ultima analisi, vi è un rendimento superiore.

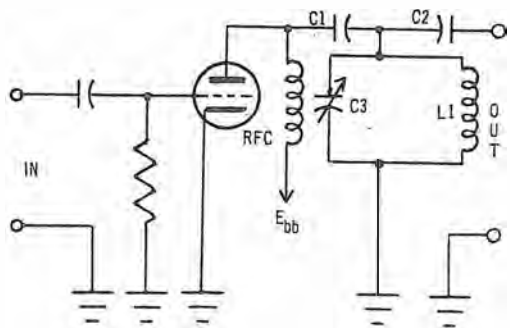
Il grado di amplificazione, però, non è così uniforme come con la resistenza rispetto ad una data gamma di frequenze: la reattanza induttiva, infatti, varia con la frequenza. Dato che la tensione d'uscita appare ai capi dell'impedenza di carico, tale tensione aumenta al crescere della frequenza sino al punto in cui la capacità di « shunt » incomincia a limitarla.

La capacità di « shunt » comprende non solo la capacità interelettrodica e la capacità dispersa che esistono anche nel tipo ad RC, ma la capacità propria dell'avvolgimento (capacità distribuita) che nasce dall'assieme delle spire.

Questa capacità distribuita aumenta in modo significativo la capacità tra collettore (o placca) e massa e giuoca così un ruolo importante nella limitazione dell'impiego di questo tipo di accoppiamento per le frequenze più alte.

In linea di massima il sistema ad impedenza non viene usato negli amplificatori a radiofrequenza di potenza operanti in classe C perché non si può ottenere l'effetto volano necessario per raggiungere una riproduzione sinusoidale dell'andamento. Ad esso però si può ricorrere al-

Fig. 46 CD - Dal circuito sintonizzato viene eliminata la corrente di alimentazione: lo stesso è quindi posto « in parallelo » al segnale che si sviluppa ai capi di RFC. Si tratta di una soluzione adottata frequentemente perché il volano può essere costruito con minori accorgimenti ed è quindi, un po' meno costoso.



lorché si tratta di accoppiamento tra stadî ed il carico di placca include il circuito volano: in questo caso il sistema è meglio definito come accoppiamento ad impedenza sintonizzata.

Ad impedenza sintonizzata

Gli amplificatori con accoppiamento ad impedenza sintonizzata trovano largo impiego nel settore a radiofrequenza dei trasmettitori per il grado di amplificazione che consentono, per la selettività che apportano e per la buona riproduzione di un'uscita sinusoidale.

La **figura 45 CD** ne illustra un tipo e la **figura 46 CD** un altro tipo. Essi differiscono in particolare per il modo in cui l'energia viene fornita al circuito volano.

Il primo schema si riferisce ad una soluzione tipica con triodo, con alimentazione in serie; ciò vuol dire che la componente continua della corrente di placca scorre tra l'alimentatore c.c. ed il circuito sintonizzato connessi in serie tra loro.

Come carico vi è, appunto, un circuito sintonizzato, risonante sulla frequenza del segnale avviato alla griglia della valvola. Il circuito risonante presenta, a questa frequenza, un'alta impedenza mentre presenta un'impedenza assai più bassa a tutte le altre frequenze; e questa impedenza si abbassa rapidamente con lo spostarsi dalla frequenza di risonanza.

Lo schema di figura 46 CD è detto ad alimentazione in parallelo; questo modo di inserire il carico sull'amplificatore di classe C è molto frequente. Differisce dal precedente in quanto il volano qui risulta come « shunt » al carico di placca rappresentato dall'impedenza RFC. Con questa disposizione la piena tensione del segnale appare comunque ai capi del volano, pur senza il passaggio attraverso ad esso, della rilevante componente continua di placca. Tuttavia, l'ammontare della corrente di placca può sempre essere variato, mutando l'impedenza del circuito volano. Ciò è vero perché il volano è in parallelo alla bobina di impedenza e quindi ha effetto sull'impedenza totale offerta alla frequenza di lavoro.

L'impiego del circuito con alimentazione in parallelo elimina, durante le fasi di messa a punto, il pericolo dovuto alle alte tensioni di placca; tuttavia resta, ovviamente, il rischio della presenza sul volano della tensione a radiofrequenza e le bruciature provocate da quest'ultima possono essere letali quanto quelle di una alta tensione continua. A buon conto, il volano, con l'alimentazione in questione non richiede un isolamento così spinto come quello che, invece, risulta necessario per l'alimentazione in serie.

A trasformatore

L'accoppiamento induttivo o meglio, a trasformatore, rappresenta un mezzo molto efficiente per trasferire energia a radiofrequenza da uno

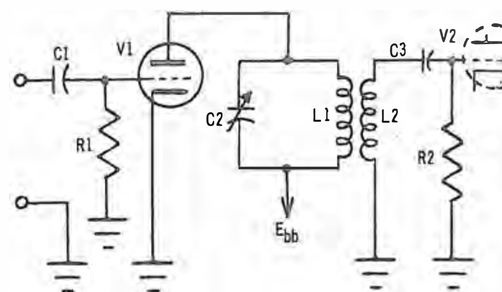


Fig. 47 CD - L'energia viene prelevata dal circuito volano accoppiando alla bobina di quest'ultimo (L1) un'altra bobina (L2); è evidente allora la formazione di un trasformatore a radiofrequenza.

stadio ad un altro. La **figura 47 CD** mostra un amplificatore adottante un accoppiamento a trasformatore con primario sintonizzato. Le due bobine, indicate L_1 ed L_2 costituiscono un trasformatore con nucleo « aria ».

Il circuito volano di placca è sintonizzato sulla frequenza di lavoro.

Quando viene applicata una tensione positiva alla griglia, di ampiezza sufficiente, scorre la corrente di placca. L'uscita dell'amplificatore sarà allora un'onda sinusoidale grazie all'effetto tipico dell'azione volano che si verifica sul circuito di placca.

Una caratteristica del circuito risonante in parallelo è che esso offre il massimo di impedenza alla frequenza di risonanza, ciò che significa il minimo di corrente di placca; per questo fatto la corrente di linea è al minimo ma la corrente circolante all'interno del volano è massima.

Il massimo di corrente circolante, nel passaggio attraverso l'avvolgimento L_1 provoca un campo magnetico fluttuante attorno ad esso; dal momento che L_2 è prossimo, anch'esso ricade sotto l'influenza di tale campo. Così, per il noto principio di funzionamento del trasformatore, in L_2 è indotta una tensione.

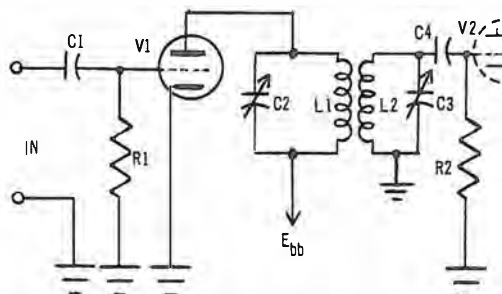


Fig. 48 CD - Se, sviluppando l'idea di cui alla figura precedente, si provvede ad accordare anche L2 (mediante C3) sulla frequenza di lavoro si ottiene, è intuitivo, il massimo di efficienza del trasformatore. La messa a punto però, diventa molto più critica.

Il grado di accoppiamento tra L_1 ed L_2 può essere variato fisicamente, muovendo il secondario del trasformatore, avvicinandolo o allontanandolo dal primario a seconda che allo stadio seguente occorra più o meno energia.

Se delle capacità sono connesse ai capi del primario e del secondario si perviene al sistema a trasformatore a doppio accordo, così come appare da **figura 48 CD**.

A linea di bassa impedenza ("link")

Questo tipo di accoppiamento è una particolare forma di quello a trasformatore. Esso richiede (vedi **figura 49 CD**) l'uso di due circuiti sintonizzati, uno all'uscita dello stadio pilota e l'altro all'entrata dello stadio amplificatore di potenza.

Si adotta una linea di trasmissione a bassa impedenza terminante in una bobina di una o due spire (« link ») a ciascun lato; entrambe queste bobine sono accoppiate, l'una al circuito di placca del pilota, l'altra al circuito di griglia dello stadio pilotato.

Il punto di accoppiamento, per entrambi i lati, è quello detto « freddo », vale a dire quel lato che presenta il minimo di radiofrequenza nel circuito accordato. Quando un circuito offre un lato « freddo » esso è detto sbilanciato.

All'accoppiamento a « link » si ricorre normalmente quando tra i due stadî intercorre una certa distanza nel collocamento e montaggio dei rispettivi organi.

Un lato del « link », quando si vuole e si deve evitare accoppiamento capacitivo tra gli stadî, è connesso a massa; così anche quando è importante eliminare la presenza di frequenze armoniche. Un accoppiamento con i rispettivi « link » è illustrato nella figura già citata.

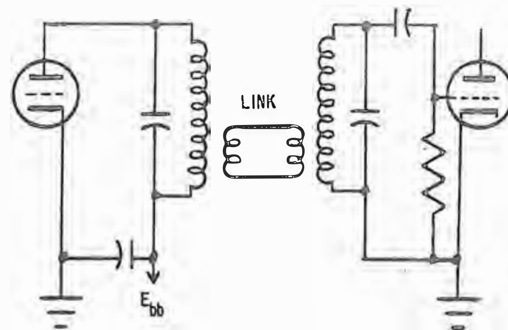


Fig. 49 CD - Per trasferire l'energia a radiofrequenza da uno stadio all'altro quando è utile o necessario che i 2 stadi siano montati in zone diverse del telaio, si ricorre all'accoppiamento con linea a bassa impedenza che termina, ad entrambi i lati, in un avvolgimento, anch'esso, a bassa impedenza (1 o 2 spire) posto sopra, o in prossimità dei lati « freddi ».

Il sistema è molto versatile e per attuarlo si rende necessario solamente che si abbia a disposizione, nell'apparato, lo spazio necessario affinché le bobine di accoppiamento possano essere installate in modo che non vi sia tra loro accoppiamento né induttivo, né capacitivo, anche indiretto.

I circuiti del « link » sono progettati secondo caratteristiche di bassa impedenza e ciò conferisce loro il pregio di essere a bassa perdita. L'accoppiamento tra i « link » ed i circuiti accordati relativi può essere modificato con facilità perché non si presentano al riguardo particolari problemi di natura meccanica o costruttiva.

I radioamatori di trasmissione



La trasmissione dilettantistica è ammessa, nel rispetto — ben inteso — di determinate norme che, in ultima analisi, si risolvono a vantaggio di tutti gli interessati.

È ovvio, ed utile, che frequenze, potenze, caratteristiche qualitative dell'emissione, ecc. siano regolamentate, sì da non pervenire ad un caos dell'etere che non gioverebbe a nessuno.

Ai fini suindicati l'autorizzazione o concessione (che è rilasciata dall'Amministrazione P.T.) può riferirsi — per questo settore — a due ben distinte categorie:

— radiotelefoni di debole potenza;

— stazioni di Radioamatore.

Radiotelefoni di debole potenza

Il Decreto che contempla questa materia è del 29 marzo 1973 e reca il numero 156.

Si tratta dei ben noti apparati « **C.B.** » (Citizens Band).

Questa attività deve essere svolta nella gamma di frequenza compresa tra 26,875 MHz e 27,265 MHz. Un decreto emanato il 15 luglio 1977 enuncia dettagliate prescrizioni tecniche: secondo tali norme la gamma è suddivisa in canali la cui ampiezza è di 10 kHz. I canali, a seconda degli scopi dell'impiego devono collocarsi entro limiti di frequenza (sottogamme) così determinate:



Fig. 50 CD - I minuscoli rice - trasmettitori detti « walkie-talkie » contribuiscono spesso a suscitare l'interesse di molti per il settore dell'elettronica che si occupa delle telecomunicazioni private. Una maggiore potenza porta alla categoria dei « CB » ed un più sentito interesse tecnico a quella degli « OM ».

— Per la sicurezza e vigilanza delle strade, delle foreste, e per la disciplina della caccia e pesca =
Canali da 26,875 a 26,885 MHz.

— Per comunicazioni di imprese industriali, agricole e simili =
Canali da 26,895 a 26,905 MHz.

— Per comunicazioni normali e d'emergenza in mare =
Canali da 26,915 a 26,953 MHz.

— Per comunicazioni in ausilio ad attività sportive =
Canali da 26,945 a 26,955 MHz.

— Per comunicazioni fra mobile e fisso di sanitari ed assimilati =
Canali da 27,255 a 27,265 MHz.

— Per comunicazioni a scopo di diletto e svago tra privati =
Canali da 26,965 a 27,245 MHz.

Come si vede è l'ultima voce elencata quella che si riferisce specificatamente ai dilettanti: sono così disponibili 23 canali. L'impiego di queste apparecchiature è in regime di **concessione**: non occorre alcun esame e non vi sono limiti di età; è però obbligatoria la denuncia del possesso dell'apparecchio ed il pagamento di un canone annuo.

L'attività « C.B. » è una forma di dilettantismo limitato, sia perché la potenza d'uscita non può eccedere i 5 watt, sia perché non è ammessa l'autocostruzione dell'apparecchiatura né la sperimentazione.

Infatti, la Concessione è subordinata alla **omologazione** degli apparecchi da parte degli organi tecnici dell'Amministrazione P.T. Le Case costruttrici ottengono l'omologazione del prototipo, dopo di ché, tutti gli apparecchi di quella serie sono automaticamente approvati. Questa procedura, per il privato costruttore, seppure teoricamente possibile, è in pratica non attuabile perché, a parte le difficoltà burocratiche, le prescrizioni tecniche sono alquanto severe.

È interessante, comunque, rilevare che proprio le prime conversazioni via radio con amici — magari a livello tecnico di un giocattolo (0,5 W) — seguite poi da collegamenti effettuati con apparecchi rientranti nelle norme sopracitate (**figura 50 CD**) portano al passaggio nella categoria più tecnicamente evoluta dei **radioamatori** di cui ora diremo.

Per la « C.B. » i tipi di modulazione ammessi sono:

— di ampiezza, con portante e 2 bande laterali;

— di ampiezza, con portante soppressa e banda laterale unica;

— di frequenza, con indice di modulazione molto basso, tale che il canale occupato non ecceda i prescritti 10 kHz.

Stazioni di Radioamatore

Per installare una stazione emittente di radioamatore bisogna dimostrare una sia pur minima capacità tecnica, dopo di che si ottiene l'**autorizzazione.**

Questa attività, che è legalmente riconosciuta in un centinaio di Nazioni ed è spesso definita come « servizio », consiste nello scambio con altri amatori autorizzati, di messaggi a carattere tecnico, riguardanti esperimenti a scopo di studio ed istruzione individuale. L'avvio può aversi, come si è già detto, in seguito alle prime prove nella categoria « C.B. »; da queste si è portati ad interessarsi all'ascolto (**figura 51 CD**), sulle onde decametriche (in particolare, gamme dei 20 e 40 m), dello scambio dei messaggi.

A volte, può esservi un periodo in cui, maggiormente attrezzati per il solo ascolto, ci si dedica con impegno allo stesso e si può allora richiedere un **nominativo d'ascolto.** Chi pratica questa attività è definito **SWL** (Short Wave Listener); collabora con i dilettanti che trasmettono



Fig. 51 CD - L'inizio dell'attività può avvenire con l'impiego di modeste apparecchiature: per il trasmettitore non è difficile la realizzazione mentre per il ricevitore può servire anche (comunicazioni in fonia) un buon apparecchio per onde corte, a bande espanse.

e che egli riesce a captare, inviando loro un rapporto di ricezione, vale a dire un'indicazione sintetica delle condizioni d'ascolto (comprensibilità, intensità e qualità del segnale). Si ricorre ad un « codice » (detto **r.s.t.**) usato anche dai dilettanti di trasmissione tra loro — allo stesso scopo — sulle loro rispettive **cartoline QSL**

LU6AJ

Santa Fe 1573, Piso 1° Buenos Aires

Radio I 1 KT

Confirming with pleasure our QSO on ... at ... time ... P.M.

Your signals were RST 5-8

Xmtr- 1300 120 Watts input. Freq. 14 mc.

Rcvr.- ...

Enrique A. Correa Keen

DENMARK

To Radio: I1KT

OZ-DR 467

Receiver ... Circuit ... Aerial 30 m

Remarks: ...

Pse QSL via EDR, Box 79, Copenhagen, or direct to

QRA: CARL ULRICH HOLTEN, Phisterevej 19, Hellerup.



Fig. 52 CD - Un collegamento dilettantistico di trasmissione porta ad una successiva conferma scritta consistente nello scambio reciproco di cartoline apposite (QSL) nelle quali sono espressi i dati significativi della stazione (potenza, località, ecc.) e della comunicazione (data, frequenza, ecc.).

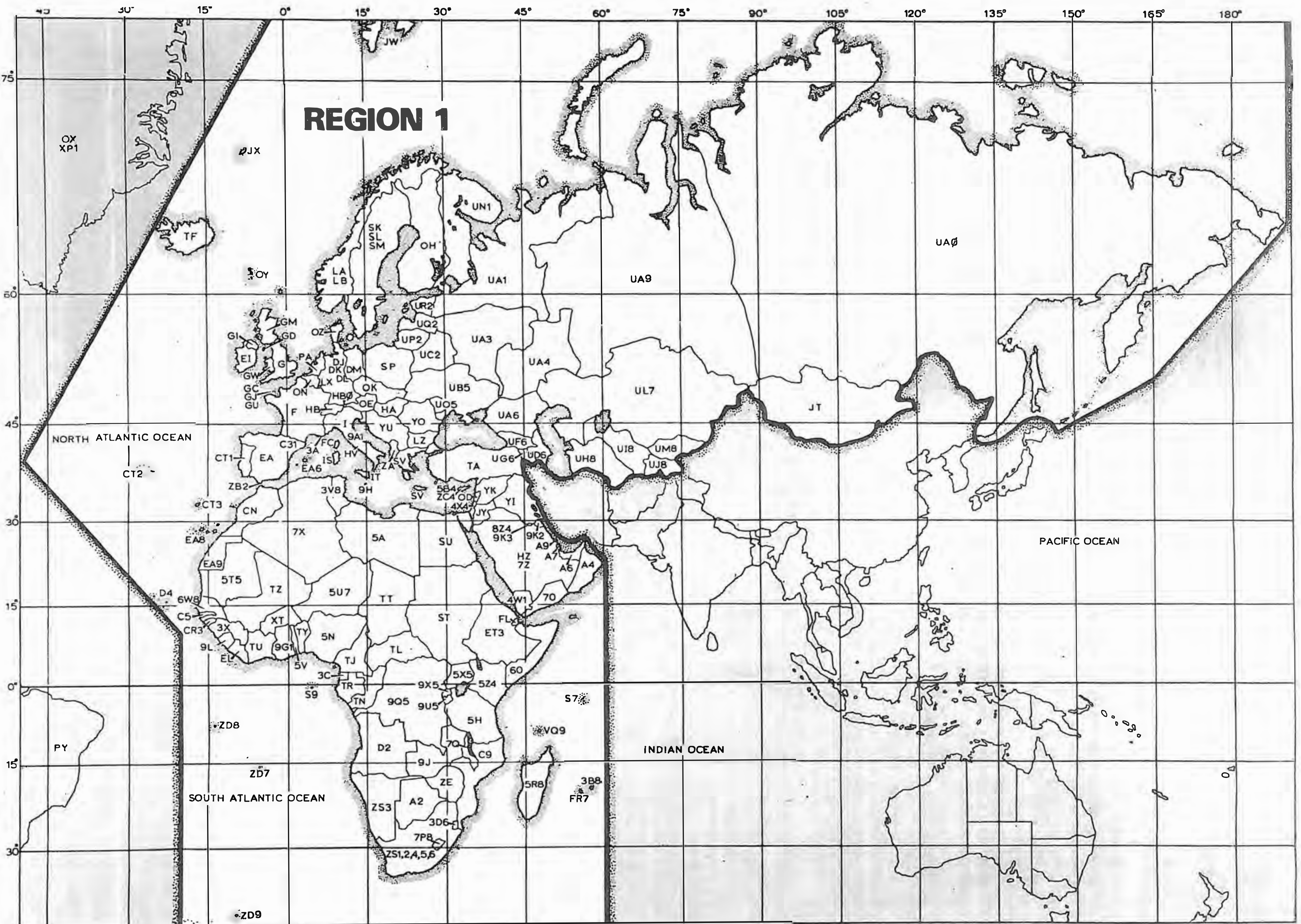
che vengono reciprocamente scambiate (**figura 52 CD**).

Alcune fabbriche (americane e giapponesi) costruiscono apparecchiature trasmittenti per dilettanti; anche una marca italiana (**figura 53 CD**) a suo tempo ha avuto risonanza sul mercato mondiale per questi tipi di apparecchiature: siccome non si tratta di tipi da far omologare, i dilettanti più evoluti ed attrezzati, con una scelta accurata di componenti, assai spesso montano da sé l'assieme per trasmissione.

I dati e le annotazioni che solitamente sono



Fig. 53 CD - Questo è un tipico trasmettitore per dilettanti, di fabbricazione italiana, che ha avuto ampia diffusione negli anni '50 e '60. La costruzione è cessata da tempo; il modello, oggi non risponderebbe più alle esigenze del traffico che hanno portato, tra l'altro, ad un diverso sistema di modulazione.



REGION 1
NORTH ATLANTIC OCEAN
SOUTH ATLANTIC OCEAN
INDIAN OCEAN
PACIFIC OCEAN
OX
XP1
TF
ØJX
OY
JW
LA
LB
SK
SL
SM
OH
UN1
UA1
UA9
UAØ
UR2
UQ2
UP2
UA3
UC2
UA4
SP
UB5
UL7
JT
UO5
UA6
UF6
UD6
UH8
UI8
UM8
UJ8
UG6
TA
GM
GD
GI
EI
G
GW
GC
GJ
GU
PA
OZ
DJ
DK
DL
DM
ON
LX
HBØ
OK
OE
HA
F
HB
I
YU
YO
LZ
C31
FC
3A
9A1
HV
IS
EA
EA6
CT1
CT2
ZB2
IT
ZA
SV
3V8
9H
5B4
ZC4
OD
4X4
JY
YK
YI
8Z4
9K3
9K2
A9
HZ
7Z
A7
A6
A4
CT3
CN
7X
5A
SU
EA8
EA9
5T5
TZ
5U7
TT
ST
4W1
7O
FL
ET3
D4
6W8
C5
CR3
3X
XT
TY
5N
TL
9L
EL
TU
9G1
5V
TJ
6O
3C
TR
9X5
5X5
5Z4
S9
TN
9Q5
9U5
5H
S7
ZD8
D2
7Q
C9
VQ9
9J
ZE
5R8
3B8
FR7
ZD7
ZS3
A2
3D6
7P8
ZS1,2,4,5,6
PY
ZD9
75°
60°
45°
30°
15°
0°
15°
30°
45°
30°
15°
0°
15°
30°
45°
60°
75°
90°
105°
120°
135°
150°
165°
180°

A. R. I.
ASSOCIAZIONE RADIOTECNICA ITALIANA

Stazione Radio i 1 PAG. N.

N. QSO	DATA	ORA G. M. T.	FRE-QUENZA	CLASSE EM	POTENZA	NOMINATIVO	RAPPORTO DATO R	S	T	RAPPORTO RICEVUTO R	S	T	DATI DEL CORRISPONDENTE QTH	NOME	FRE-QUENZA	ANNOTAZIONI	FINE QSO G. M. T.	QSL INV	RIC

oggetto di compilazione della QSL vengono anche trascritti su di un registro obbligatorio (**figura 54 CD**).

Fig. 54 CD - I collegamenti che — si è detto — sono confermati mediante l'invio della cartolina QSL, vengono registrati sul Quaderno di Stazione **(LOG). Questo, è obbligatorio per la stazione munita di licenza: è facoltativo — comunque, sempre utile — per gli amatori della sola ricezione (detti SWL).**

Identificazione e procedura

Le stazioni si identificano con un **nominativo di trasmissione** che di norma è formato da: un prefisso di nazionalità, da una cifra, da due o tre lettere. La **figura 55 CD** mostra qual'è il numero che accompagna il prefisso « i » per le regioni italiane. A **figura 56 CD**, un esempio di Nominativo. Da notare che le isole, ed ora tutte le Regioni a Statuto Speciale, prima del numero riportano un'altra lettera (ad esempio, Sardegna = S, Pantelleria = H, Valle d'Aosta = X, Trentino = N, Friuli = V).

Non tutte le gamme riconosciute internazionalmente ai radioamatori sono, in tutte le Nazioni, loro assegnate: la **Tabella 2** indica appunto in quali delle 3 Regioni si utilizzano o meno le diverse bande di frequenza. Si può notare, ad esempio, che nella nostra Regione 1, la banda dei 50/54 MHz (circa 5 m di lunghezza d'onda) non è concessa.

La Regione 2 comprende le Americhe e la Regione 3 il resto dell'Asia ed il Pacifico. I prefissi più recenti sono costituiti dalla sequenza: cifra-lettera-cifra; abbiamo così, in particolare: 9A1 = San Marino; 3A2 = Principato di Monaco; 4X4 = Israele; 3V8 = Tunisia.

L'autorizzazione a trasmettere è data solo a chi, prima, ha ottenuto la patente di operatore. Quest'ultima si consegue sostenendo un esame, scritto per la teoria e pratico per la ricezione-trasmissione telegrafica (**Tabella 3**). Occorre perciò imparare il Morse (40 caratteri al minuto) esercitandosi con un tasto ed un oscillofono (**figure 57** e **58 CD**) e, successivamente, con un assiduo ascolto di emittenti. Queste fanno ricorso a molte abbreviazioni (**Tabella 4**) per cui gran parte di quanto viene trasmesso può essere compreso anche non conoscendo la lingua usata dai corrispondenti. Per la telefonia (**figura 59 CD**) è utile avere qualche cognizione della lingua inglese (dalla quale, del resto, de-

Tabella 2 - Bande assegnate ai radioamatori

FREQUENZE	REGIONI
1 800 ÷ 2 000 kHz	Regioni 2 e 3
3 500 ÷ 3 800 kHz	Regione 1
3 500 ÷ 3 900 kHz	Regione 3
3 500 ÷ 4 000 kHz	Regione 2
7 000 ÷ 7 100 kHz	Regioni 1 e 3
7 000 ÷ 7 300 kHz	Regione 2
14 000 ÷ 14 350 kHz	Regioni 1, 2 e 3
21 000 ÷ 21 450 kHz	Regioni 1, 2 e 3
28 ÷ 29,7 MHz	Regioni 1, 2 e 3
50 ÷ 54 MHz	Regioni 2 e 3
144 ÷ 146 MHz	Regione 1
144 ÷ 148 MHz	Regione 2 e 3
220 ÷ 225 MHz	Regione 2
430 ÷ 440 MHz	Regione 1
420 ÷ 450 MHz	Regioni 2 e 3
1 215 ÷ 1 300 MHz	Regioni 1, 2 e 3
2 300 ÷ 2 450 MHz	Regioni 1, 2 e 3
5 650 ÷ 5 850 MHz	Regioni 1 e 3
5 650 ÷ 5 925 MHz	Regione 2
10 000 ÷ 10 500 MHz	Regioni 1, 2 e 3
24 ÷ 24,5 GHz	Regioni 1, 2 e 3
superiori a 40 GHz	libere



Fig. 55 CD - Le emittenti dilettantistiche italiane fanno seguire al prefisso « i » (nazionalità) un numero (corrisponde alla 1ª cifra del codice postale), indi specificano il Nominativo **individuale (2 o 3 lettere) loro assegnato con la Licenza. La UIT ha suddiviso il Globo in 3 settori (Regioni): quella di cui alla pagina di fronte è la Regione 1.**

Fig. 56 CD - Nel 1935 gli appassionati a questa attività erano, in Italia, solo qualche decina. Ecco un'attrezzatura vecchia maniera, autocostruita e certamente molto modesta (nonostante i grossi caratteri...); per l'OM interessato essa era fonte di grosse soddisfazioni (collegamenti con tutto il Mondo) non prive però di qualche ansia dovuta alla clandestinità, obbligata dal divieto assoluto di operare; si trattava quindi, come dice la QSL, di una stazione pirata...

i1KT
PIRATE CALL
ITALIA

rivano tutte le abbreviazioni elencate); ciò non toglie che, ricordandosi anche il **Codice Q**, in special modo per la pronuncia dei gruppi di lettere, si possa addivenire ad un collegamento con chiunque, se limitato allo scambio dei rapporti e delle notizie essenziali. Questo Codice (**Tabella 5**) è usato tanto dai radioamatori quan-

a n o m

SPAZIATURA tra PAROLE
SPAZIATURA tra ELEMENTI
SPAZIATURA tra LETTERE

TABELLA 3 - CODICE TELEGRAFICO « MORSE »

a	=	·—
b	=	—···
c	=	—·—·
d	=	—··
e	=	·
f	=	··—·
g	=	——·
h	=	····
i	=	··
j	=	·———
k	=	—·—
l	=	·—··
m	=	——
n	=	—·
o	=	———
p	=	·——·
q	=	——·—
r	=	·—·
s	=	···
t	=	—
u	=	··—
v	=	···—
w	=	·——
x	=	—··—
y	=	—·——
z	=	——··
ä	=	·—·—
à	=	·——·—
ch	=	————
é	=	··—··
ñ	=	——·——
ö	=	———·
ü	=	··——

Punteggiatura

(.)	=	·—·—·—	punto
(,)	=	——··——	virgola
(:)	=	———···	due punti
(-)	=	—····—	trattino
(;)	=	—·—·—·	punto e virgola
(')	=	·————·	apostrofo
(/)	=	—··—·	barra (fraz.)
( )	=	—·——·—	parentesi
(=)	=	—···—	due trattini
(?)	=	··——··	interrogativo

Segni convenzionali

attesa	=	·—···
cancellatura	=	········
fine	=	·—·—·
inizio messaggio	=	—·—·—
intervallo	=	—···—
ricevuto	=	·—·
pronto	=	—·—
fine trasmissione	=	···—·—
S. O. S. (soccorso)	=	···———···
sottolinea	=	··——·—

Numeri

1	=	·————
2	=	··———
3	=	···——
4	=	····—
5	=	·····
6	=	—····
7	=	——···
8	=	———··
9	=	————·
0	=	—————

Fig. 57 CD - La trasmissione dei segnali Morse è conseguente all'impiego di un tasto: la manipolazione può anche essere orizzontale (tasto semiautomatico) ed è, in tal caso, più veloce.

Bisogna impadronirsi, ad orecchio e manualmente, dei tempi tipici dell'alfabeto (punti e linee) e degli spazî che sono diversi tra elementi, tra lettere e tra parole. Un vibratore (cicalino) è il dispositivo più semplice per esercitarsi.

TASTO
BATTERIA
CICALINO
500 ohm

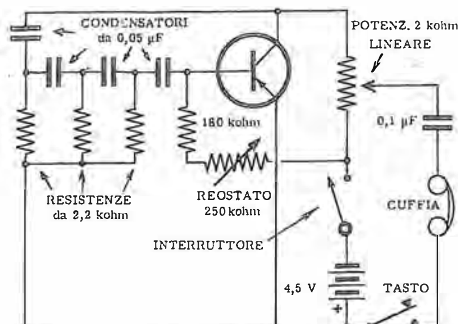


Fig. 58 CD - Schema per la realizzazione di un oscillatore di nota, utile per l'apprendimento dell'alfabeto Morse. Si può regolare la nota emessa ed il volume sonoro. Il transistore può essere un qualsiasi tipo PNP per audio e per bassi livelli.

Fig. 59 CD - « Una volta OM, sempre OM... »: questo il motto che accomuna ed identifica gli appassionati di trasmissione. È appunto il caso di i1CTD (ex i1KV) che, « iniziato » nel 1935 dal collega i1KT (pagina di fronte) è tuttora « in aria ». Al posto delle comode apparecchiature odierne vi erano, allora, semplici oscillatori modulati d'ampiezza.



TABELLA 4 - LE ABBREVIAZIONI PIÙ COMUNI USATE DAI RADIOAMATORI

Abt	circa
ac	corrente alternata
acct	spiegazione
adr	indirizzo
aer	circa
af	bassa frequenza
agn	di nuovo
ahd	avanti
all	tutto
am	modulazione di ampiezza
amp	ampère
amt	quantità
ani	ogni
ant	antenna
Bcl	radio ascoltatore
bcnu	arrivederci
bcz	a causa di
bd	cattivo
bi	a mezzo di
bk	duplex
bkg	rottura
blo	credere
bn	stato
bt	bassa tensione
btn	tra
btr	meglio
bu	stadio separatore
bug	tasto automatico
b4	prima
C	si
call	chiamata, nominativo
cans	cuffia
cd	potere
cfm	conferma
ck	controllo
ckt	circuito
cl, cld, clg	chiamare, chiamata, che chiama
cn	potere
cndx	condizioni di propagazione
cnt	non potere
co	oscillatore a cristallo
congrats	congratulazioni
cq	chiamata generale
crd	cartolina
cu	vi troverò
cuagn	arrivederci
cud	potere
cul	arrivederci
cum	come
cw	grafia (A1)
Dc	corrente continua
dld	stabilito, consegnato
dly	decisione
dope	stazione
dr	caro
dx	distanza
Eco	oscill. accopp. elettronico
es	ed
Fb	molto bene
fd	duplicatore di frequenza
fone	fonia
fil	filamento
fm	da, modul. di frequenza
fones	telefoni
fr	per
freq, fqy	frequenza
Ga	andate avanti; buon pomeriggio
gb	arrivederci
gba	date miglior indirizzo
gd, gnd	terra, massa
ge	buona sera
gg	andando
gld	contento
gm	buon giorno
gn	buona notte
gp	« ground plane » (antenna)
gsa	date qualche indirizzo
gud	buono
Ham	amatore
hbn	sono stato
hf	alta frequenza
hi	risata
hpe	spero
hr	qui, udire
hrd	udito
ht	alta tensione
hv	avere
hvy	forte, pesante, molto
hw	come mi sentite?
I	io
inpt	ingresso
in	dentro, in
is	è
Key	tasto
Lid	cattivo operatore
ltr	più tardi, lettera
Ma	milliampère, mod. di ampiezza
mg	gruppo generatore
mi, my	mio
mike	microfono
mils	milliampère
mn	minuto
mni	molto
mo	oscillatore pilota
msg	messaggio
N	no
nd	niente da fare
new	nuovo
nice	bello, ben fatto
nil	niente per voi
name	nome
nm	non più
nr	vicino, numero
nsa	non questo indirizzo
nw	adesso
Ob	caro amico
oc	vecchio amico
ok	sta bene
om	caro vecchio
on	in aria, in onda
oo	osservatorio ufficiale
opn	operazioni
opr, op	operatore
ops	stazione ufficiale
ot	vecchio radioamatore
ow	vecchia amica
Pa	amplificatore di potenza
pbl	preambolo
pp	push-pull
ppa	amplificatore push-pull
pse	per favore
punk	cattivo operatore
pwr	potenza
px	stampa
R	ricevuto
rac	corrente alternata rettificata
rcd	ricevuto
rcvr	ricevitore
rdo	radio
ref	in riferimento
rf	radiofrequenza
ri	radio ispettore
rig	stazione
rprt	rapporto
rpt	ripetere
rx	ricevitore
Sa	dire
sed	detto
sez	dice
sig, sg	firma
sigs	segnali
sine	iniziali personali
sked	appuntamento
sl	saluti
sld	integralmente
sn	presto
sri	spiacente
svc	servizio
Tc	termocoppia
test	prova
tfc	traffico
tng	cosa
tmw	domani
trub	guasti, disturbi
tt	quello
tu, tks, tnx	grazie
tx	trasmettitore
txt	testo
U	voi
ur	vostro, voi siete
urs	vostri
Vf	frequenza variabile
vfo	oscillatore variabile
vt	valvola
vy	molto
Wa	parola dopo
wb	parola prima
wd	vorrebbe, parola
wds	parole
wkd	lavorato
wkg	lavorando
wl	sarà bene
wt	cosa? aspettare, watt
wud	sarebbe
wv, wl	onda, lunghezza d'onda
wx	tempo
Xmtr, xmt	trasmittente
xs	atmosferici
xtal	cristallo
xyl	moglie
yf	moglie
yl	signorina
yr	vostro
2 nite	stanotte, stasera
73	i migliori saluti
88	affettuosità

TABELLA 5 - IL CODICE « Q »

QRA	Nome della stazione
QRB	Distanza tra le stazioni
QRD	Provenienza - destinazione
QRG	Lunghezza d'onda esatta
QRH	Variazioni di frequenza
QRI	Variazioni di nota
QRJ	Impossibilità ricevere - cattivi segnali
QRK	Comprensibilità di ricezione (da 1 a 5)
QRL	Essere occupato
QRM	Interferenze
QRN	Disturbi atmosferici
QRO	Aumentare la potenza
QRP	Diminuire la potenza
QRQ	Trasmettere più rapidamente
QRS	Trasmettere adagio
QRT	Terminare l'emissione
QRU	Non avere nulla da trasmettere
QRV	Essere pronto
QRW	Riferire chi sta chiamando
QRX	Aspettare
QRY	Turno
QRZ	Essere chiamato
QSA	Intensità dei segnali (da 1 a 5)
QSB	Variazioni intensità dei segnali
QSD	Cattiva manipolazione
QSG	Trasmettere un messaggio per volta
QSK	Continuare
QSL	Conferma scritta di comunicazione
QSM	Ripetere l'ultimo messaggio
QSO	Comunicazione - collegamento
QSP	Trasmettere gratuitamente
QSU	Trasmettere - sintonizzare su onda kHz...
QSV	Trasmettere una serie di V
QSX	Ricevere - sintonizzare su onda kHz...
QSY	Cambiare frequenza
QSZ	Ripetere due volte ogni parola o gruppo
QTA	Annullare una trasmissione
QTB	Concordare nel numero delle parole
QTC	Numero di messaggi
QTH	Posizione geografica della stazione
QTJ	Velocità
QTO	Lasciare il porto o il « dock »
QTP	Entrare nel porto o nel « dock »
QTQ	Comunicare con codice Internaz. segnali
QTR	Ora esatta
QTU	Orario di trasmissione o ricezione
QUA	Notizie su stazione mobile
QUB	Informazioni
QUC	Ultimo messaggio ricev. da staz. mobile
QUD	Ricevere il segnale di urgenza
QUH	Pressione barometrica a livello del mare
QUK	Condizioni del mare

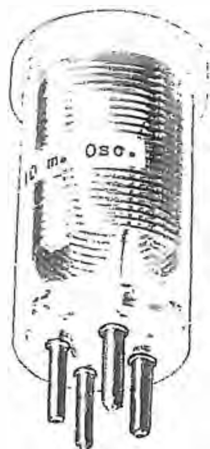


Fig. 60 CD - Alcuni componenti sono tipici per l'impiego nel campo dilettantistico di trasmissione. Negli apparecchi più economici e, spesso, autocostruiti, il cambio di banda — ad esempio — avviene anche con la sostituzione manuale delle induttanze che sono costruite, allora, con piedini per l'innesto.

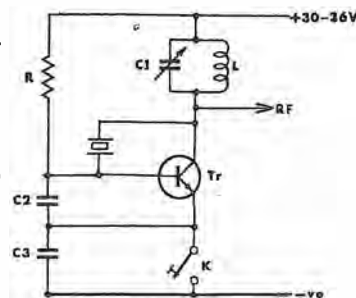


Fig. 61 CD - Un solo transistore (BD537); una batteria di pile, da 30 a 36 V; un tasto ed un cristallo in banda 7 MHz, formano un minuscolo ma efficientissimo trasmettitore (5 watt). Con una buona antenna si possono stabilire collegamenti con tutta l'Europa. C1 (aria) = 470 pF; C2 (ceramico) = 250 pF; C3 (ceramico) = 500 pF; R = 20 000 ohm; L = 19 spire su diametro 15 mm.

to — maggiormente esteso — dalle stazioni commerciali, sia in fonia che in grafia.

Può essere utile sapere che oltre al tipo di licenza per trasmissione già citata, che possiamo definire « ordinaria », esiste una licenza « speciale » per ottenere la quale non è necessario l'esame di ricezione e trasmissione telegrafica. Con tale licenza, però, si possono impiegare solo le gamme con frequenza superiore ai 144 MHz (2 metri), gamme che, pur non prestandosi a frequenti collegamenti internazionali di lunga portata (detti **DX**) si rivelano molto interessanti per l'esame, lo studio e lo sfruttamento dei fenomeni di propagazione.

Chi vuol cimentarsi in questa attività del radiantismo, così appassionante perché può abbinare alla soddisfazione derivante dai risultati e dalle esperienze tecniche (specialmente con apparecchi autocostruiti), quella della conversazione a viva voce con altri cultori della stessa branca dando luogo ad amicizie, a incontri e conoscenze di persone, ha invero, oggi, la via molto facilitata sia dalla facile reperibilità di materiale (**figura 60 CD**) idoneo (cristalli, valvole di potenza, condensatori adatti, ecc.) sia dall'assistenza e dai consigli che altri, già esperti, sono sempre propensi a dare... per fare proseliti. Soprattutto giova moltissimo rivolgersi all'associazione che raggruppa la quasi totalità di questi amatori e che è la **ARI** (Via Scarlatti, 31 - Milano). Si potrà essere assistiti per l'acquisizione della licenza, per lo scambio delle cartoline QSL, ecc.

Spesso si svolgono gare internazionali (« contest ») consistenti nello stabilire — ad esempio — il maggior numero di collegamenti diversi in un dato periodo. Sono assai noti poi, nell'ambito degli OM, alcuni « diplomi » che si conseguono col raggiungimento di dati risultati: il riuscire ad effettuare QSO con un collega di ciascun Continente, con conferma QSL, fa ottenere il **W.A.C.** (Worked All Continents). Spesso è importante la « caccia » ad un determinato Paese (vedi **Tabella 6**).

Per iniziare i contatti si chiama (**CQ**) o « in generale », o per il Paese desiderato o solo per Paesi lontani (DX).

Nella numerosa schiera di appassionati si distinguono, infine, gruppi che si occupano esclusivamente — o, quanto meno, a preferenza — di onde metriche, altri che « lavorano » solo sulle frequenze molto più alte (VHF, UHF), altri che ricercano solo i DX, altri ancora che « fanno » solo « fonia », per non dire dei molti che « lavorano » solo in grafia.

L'attività di questi ultimi — se pur richiede una certa abilità nella manipolazione e nell'ascolto del Morse, abilità che può essere negata, invece, ad altri — gode dell'economia dei mezzi necessari. Si veda, ad esempio, la **figura 61 CD**; è fuori dubbio che un montaggio del genere è quanto di più economico si possa immaginare. Nonostante ciò un buon operatore può contattare, con esso, molti colleghi a qualche migliaio di chilometri.

TABELLA 6 - LISTA DEI PREFISSI DI NAZIONALITÀ DEI DIVERSI PAESI

AC3	Sikkim
AC4	Tibet
AC5	Bhutan
AP	Pakistan
BV	Formosa
BY	Cina
C9	Manciuria
CE	Cile
CE9AA-AM, KC4, LU-Z, VK0, VP8, ZL5, ecc.	Antartico
CE9	(vedi VP8)
CE0A	Isola di Pasqua
CE0Z	Juan Fernando Arcipelago
CM, CO	Cuba
CN2, CN8, CN9	Marocco
CP	Bolivia
CR4	Capo Verde Isole
CR5	Guinea
CR5	Principe, Sao Thome
CR6	Angola
CR7	Mozambico
CR8	Goa
CR9	Macao
CR10	Timor
CR1	Portogallo
CT2	Azorre
CT3	Isole Madera
CX	Uruguai
DJ, DL, DM	Germania
DU	Isole Filippine
EA	Spagna
EA6	Isole Baleari
EA8	Isole Canarie
EA9	Ifni
EA9	Rio de Oro
EA9	Marocco Spagnolo
EA0	Guinea Spagnola
EL	Irlanda
EL	Liberia
EP, EQ	Iran
ET2	Eritrea
ET3	Etiopia
F	Francia
FA	Algeria
FB8	Isole Amsterdam & San Paolo
FB8	Isole Comoro
FB8	Isole Kerguelen
FB8	Isole Malagasy Rep.
FB8	Tromelin Isola
FC	Corsica
FD	Togo
FE8	Cameroons
FF	Dahomey
FF	Mali
FF	Nigeria
FF	Senegal
FF	Volta
FF4	Costa d'Avorio
FF7	Mauritania
FG7	Guadalupa
FK8	Nuova Caledonia
FL8	Somalia Francese
FM7	Martinica
FO8	Isola Clipperton
FO8	Oceania Francese
FP8	Isole St. Pierre & Miquelon
FQ	Central African Rep.
FQ	Ciad
FQ	Congo
FQ	Gabon
FR7	Isola Reunion
FS7	San Martino
FU8, YJ1	Nuove Ebridi
FW8	Isole Wallis & Futuna
FY7	Guiana Francese & Inini
G	Inghilterra
GC	Isole Channel
GD	Isola di Man
GL	Irlanda del Nord
GM	Scozia
GW	Galles
HA	Ungheria
HB	Svizzera
HC	Equatore
HC8	Isole Galapagos
HE	Liechtenstein
HH	Haiti
HI	Repubblica Dominicana
HK	Columbia
HK0	Sant'Andrea e Providenza
HM, HL	Corea
HP	Panama
HR	Honduras
HS	Tailandia
HV	Città del Vaticano
HZ	Arabia Saudita
I0-9	Italia
IS0	Sardegna
IT9	Sicilia
IX1	Valle d'Aosta
IN3	Trentino-Alto Adige
IV3	Friuli-Venezia Giulia
JA, KA	Giappone
JT1	Mongolia
JY	Giordania
JZ0	Netherlands New Guinea
KA	(vedi JA)
KA0, KG6I	Bonin & Isole Vulcano
KB6	Baker, Howland & American Phoenix Islands
KC4	(vedi CE9, VP8)
KC4	Navassa Island
KC6	Eastern Caroline Islands
KC6	Western Caroline Islands
KG1	(vedi OX)
KG4	Guantanamo Bay
KG6	Marcus Is.
KG6	Mariana Islands
KG6I	(vedi KA0)
KJ6	Isola Johnston
KM6	Isole Midway
KP4	Portorico
KP6	Palmyra Group, Jarvis Isola
KR6	Ryukyu Isole
KS4	Serrana Bank & Roncador Cay
KS4	Swan Isola
KS6	American Samoa
KV4	Isole Vergini
KW6	Isola Wake
KX6	Isole Marshall
KZ5	Zona del Canale
LA	Jan Mayen
LA	Norvegia
LA	Svalbard
LU	Argentina
LU-Z	(vedi CE9, VP8)
LX	Lussemburgo
LZ	Bulgaria
M1	San Marino
MP4	Isola Bahrein
MP4	Qatar
MP4	Trucial Oman
OA	Perù
OD5	Libano
OE	Austria
OH	Finlandia
OH0	Isole Aland
OK	Cecoslovacchia
ON4	Belgio
OX, KG1	Groenlandia
OY	Faeroes
OZ	Danimarca
PA0, PI1	Olanda
PJ	Netherlands West Indies
PJ2M	Sint Maarten
PX	Andorra
PY	Brasile
PY0	Fernando de Noronha
PY0	Trinidade & Martim Vaz Is.
PZ1	Netherlands Guiana
SL, SM	Svezia
SP	Polonia
ST2	Sudan
SU	Egitto
SV	Creta
SV	Dodecanneso
SV	Grecia
TA	Turchia
TF	Islanda
TG	Guatemala
TI	Costa Rica
TI9	Isola Cocos
UA1-6, UNI	Russia Europea
UA1	Terra di Francesco Giuseppe
UA2	Kaliningradsk
UA9, 0	Asiatic Russian S.F.S.R.
UB5	Ucraina
UC2	White Russian S.S.R.
UD6	Azerbaijan
UF6	Georgia
UG6	Armenia
UH8	Turkoman
UI8	Uzbek
UJ8	Tadzhik
UL7	Kazakh
UM8	Kirghiz
UO5	Moldavia
UP2	Lituania
UQ2	Lettonia
UR2	Estonia
VK	Australia (inclusa Tasmania)
VK	Isola Lord Howe
VK	Isole Willis
VK9	Isola Natale
VK9	Isola Cocos
VK9	Isola Nauru
VK9	Isola Norfolk
VK9	Territorio di Papua
VK9	Territorio della Nuova Guinea
VK0	(vedi CE9, VP8)
VK0	Isola Heard
VK0	Isola Macquarie
VP1	Honduras
VP2	Anguilla
VP2	Antigua, Barbuda
VP2	Isole British Virgin
VP2	Dominica
VP2	Granada & Dependencies
VP2	Montserrat
VP2	St. Kitts, Nevis
VP2	St. Lucia
VP2	St. Vincent & Dependencies
VP3	British Guiana
VP4	Trinidad & Tobago
VP5	Cayman Is.
VP5	Giammaicao
VP5	Turks & Caicos Isole
VP6	Barbados
VP7	Bahama Isole
VP8	(vedi CE9, VP8)
VP8	Falkland Isole
VP8, LU-Z	South Georgia Isole
VP8, LU-Z	South Orkney Isole
VP8, LU-Z	South Sandwich Isole
VP8, LU-Z, CE9AN-AZ	South Shetland Isole
VP9	Isole Bermuda
VQ1	Zanzibar
VQ2	Northern Rhodesia
VQ3	Territorio di Tanganica
VQ4	Kenia
VQ5	Uganda
VQ8	Cargados Carajos
VQ8	Isole Chagos
VQ8	Mauritius
VQ8	Isola Rodriguez
VQ9	Seychelles
VR1	British Phoenix
VR1	Isole Gilbert & Ellice e Isola Ocean
VR2	Fiji Isole
VR3	Fanning & Christmas Isole
VR4	Solomon Isole
VR5	Tonga Isole
VR6	Pitcairn Isole
VS1	Singapore
VS4	Sarawak
VS5	Brunei
VS6	Hong Kong
VS9	Aden & Socotra
VS9	Isole Maldive
VS9	Sultanate of Oman
VS9K	Isole Kamaran
VU	Isole Andaman e Nicobar
VU	India
VU	Isole Laccadive
W (K)	U.S.A.
XE, XF	Messico
XE4	Revilla Gigedo
XZ2	Burma
YA	Afghanistan
YI	Iraq
YJ	(vedi FU8)
YK	Siria
YN, YN0	Nicaragua
YO	Romania
YS	Salvador
YU	Iugoslavia
YV	Venezuela
YV0	Isola Aves
ZA	Albania
ZB1	Malta
ZB2	Gibilterra
ZC4	Cipro
ZC5	British North Borneo
ZC6	Palestina
ZD1	Sierra Leone
ZD2	Nigeria
ZD3	Gambia
ZD6	Nyasaland
ZD7	S. Elena
ZD8	Isola Ascensione
ZD9	Tristan da Cunha & Isole Gough
ZE	Southern Rodesia
ZK1	Isole Cook
ZK1	Manihiki Isole
ZK2	Niue
ZL	Auckland & Campbell Isole
ZL	Isole Chatham
ZL	Isole Kermadec
ZL	Nuova Zelanda
ZL5	(vedi CE9, VP8)
ZM6	British Samoa
ZM7	Isole Tokelau (Unione)
ZP	Paraguai
ZS1, 2, 4, 5, 6	Unione del Sud Africa
ZS2	Prince Edward & Marion Isole
ZS3	Africa Sud Ovest
ZS7	Swaziland
ZS8	Basutoland
ZS9	Bechuanaland
3A	Monaco
3V8	Tunisia
4S7	Ceylon
4W1	Yemen
4X4	Israele
5A	Libia
6O2	Somalia
7G1	Guinea
9G1	Ghana
9K2	Kuwait
9M2	Malaya
9Q5	Congo
9N1	Nepal
9U5	Ruanda-Urundi

Un'altra realizzazione del genere, di potenza addirittura inferiore, ma più curata per la qualità del segnale emesso, è quella di **figura 62 CD**. Si tratta, è bene avvertire, in entrambi i casi, di apparecchiature che, di proposito l'OM vuole di debole potenza: ciò perché esiste anche una schiera di appassionati, appunto, del QRP che, in ultima analisi può dare soddisfazioni anche maggiori del trasmettitore potentissimo.

La migliore qualità del segnale cui si è fatto cenno nei riferimenti dello schema di figura 62 CD deriva dal fatto che la « manipolazione » non interrompe l'oscillazione: questo accorgimento evita un certo « pigolìo » che tende a compromettere la nota dei segnali Morse e che, agendo sull'oscillatore assai spesso si manifesta. Si sarebbe potuto interrompere, col tasto, unicamente l'alimentazione di Q2 ma, in tal caso, un certo ammontare di radiofrequenza si sarebbe inoltrato egualmente dall'oscillatore all'antenna: da qui la soluzione consistente nell'agire sul segnale tra L1 e Q2.

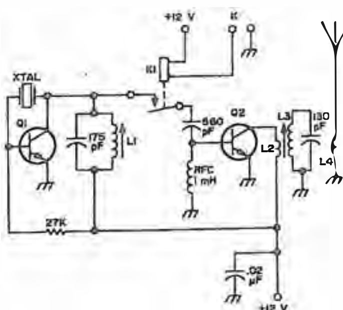
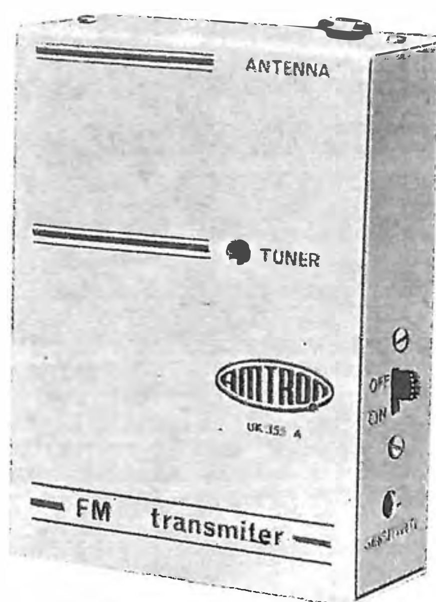


Fig. 62 CD - Un altro trasmettitore (per grafia) della categoria QRP (debole potenza). Cristallo = 7 MHz; Q1 = RCA-40080; Q2 = 40081; L1 = 21 spire su diametro 6 mm; L2 ed L4 = 5 spire avvolte su L3; L3 = 29 spire su diametro 6 mm.

Si può ottenere maggiore potenza dallo stadio finale inserendo una resistenza tra l'emettitore e la massa sì da polarizzare Q2 per un funzionamento in classe C; naturalmente questo resistore deve essere accompagnato da un condensatore (ad esso in parallelo) per fugare a massa la radiofrequenza.

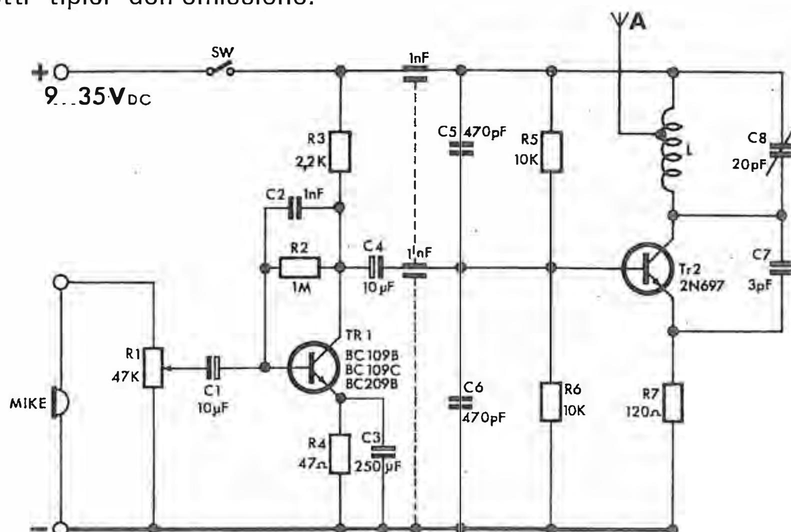
Il circuito volano è quello di L3 col condensatore da 130 pF. Come si vede, il volano riceve il segnale da un « link » a bassa impedenza (L2) e, del pari, lo avvia all'antenna (L4). Si può così avere sul volano un'impedenza alta mentre transistore e antenna sono, notoriamente, dispositivi a bassa impedenza.



Semplice trasmettitore a due transistori in gamma 60 ÷ 140 MHz

Questa può essere la prima realizzazione di chi intende sperimentare nel campo dei piccoli trasmettitori: al pregio di un esito sicuro abbina l'assenza di criticità nel montaggio, le ridottissime dimensioni, l'attrattiva della « fonia », la versatilità dell'installazione derivante in buona parte dalle alte frequenze di lavoro. I risultati ottenibili potranno stupire favorevolmente; se accompagnati da un'attenta osservazione contribuiranno molto alla comprensione di molti aspetti tipici dell'emissione.

Fig. 63 CD - La tensione di segnale fonico generata dal microfono è avviata, tramite C1, al transistore TR1 che l'amplifica e la trasferisce a Tr2; quest'ultimo, nel suo funzionamento di oscillatore (circuito accordato L/C8, su frequenza desiderata) risulta influenzato nei suoi valori sì da tradurre l'informazione in una modulazione. La potenza utile dipende dalla tensione di alimentazione prescelta.



Caratteristiche

Si tratta di un piccolo trasmettitore in gamma FM, molto economico, che può essere costruito in brevissimo tempo dato l'esiguo numero di componenti che fanno parte del suo circuito. Esso è adatto a coprire la gamma VHF compresa fra 60 e 140 MHz, senza effettuare alcun cambio di bobine. La sua potenza di uscita, variando la tensione di alimentazione, è regolabile fra 100 mWp.p. e 600 mWp.p. circa.

L'apparecchio è in grado di stabilire collegamenti per comunicazioni fra alianti, imbarcazioni in alto mare od altre comunicazioni del genere.

Può anche essere impiegato come generatore di segnali ad alta frequenza per la taratura e la messa a punto dei ricevitori funzionanti nella gamma VHF.

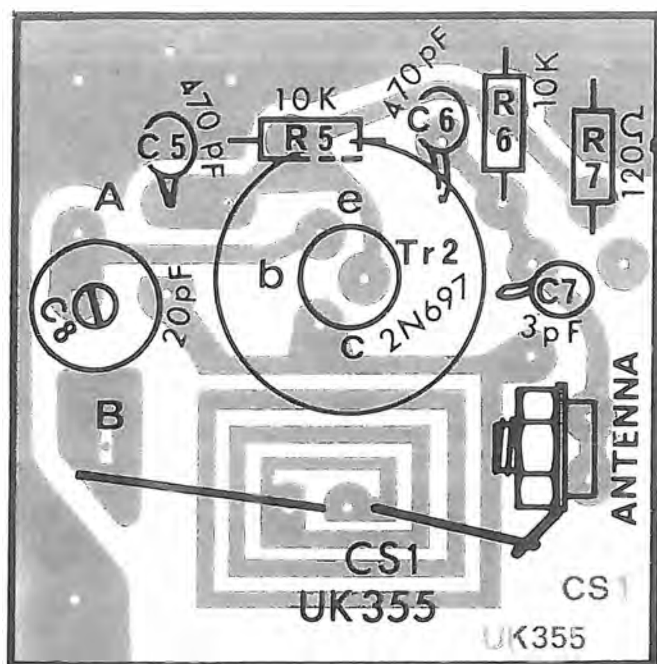
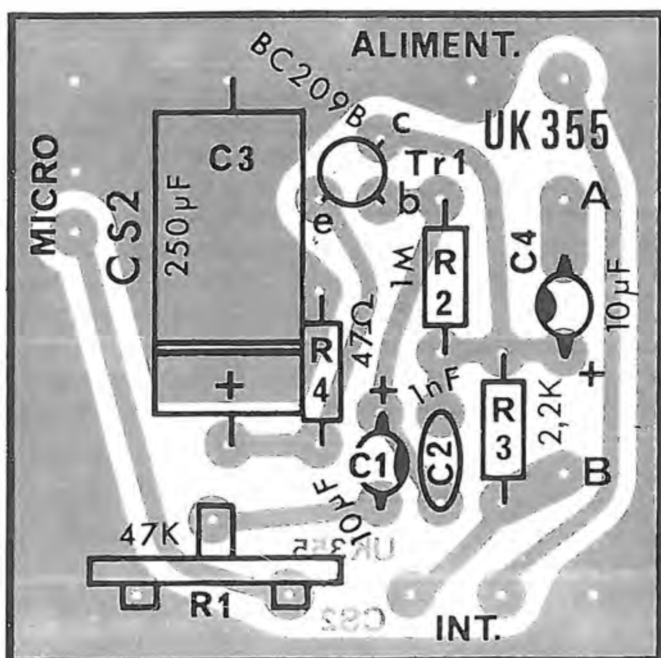


Fig. 65 CD - Il Circuito Stampato 1 ed i componenti che gli competono: si tratta del settore a radiofrequenza, ossia dell'oscillatore (Tr2). Il disegno riprodotto è in grandezza maggiore delle misure reali (circa una volta e mezza).



Fig. 64 CD - La bobina L è formata da una pista di rame prevista sulla Basetta 1, a circuito stampato, come si può osservare sul disegno (figura 65 CD); la sua gamma è: 60 ÷ 90 MHz. Col cavallotto si riduce l'induttanza e perciò, volendo, si ha il passaggio a 90 ÷ 140 MHz.

Fig. 66 CD - Circuito Stampato 2, vale a dire, modulatore (Tr1). Le dimensioni reali sono inferiori a quelle di questa illustrazione. Ai diversi punti di ancoraggio (otto) saranno collegati conduttori flessibili.



Lo schema elettrico

Il circuito elettrico del trasmettitore è illustrato in **figura 63 CD**.

Si tratta di un classico circuito Colpitts modificato, accordato in parallelo, in cui la reazione di emettitore è stata ottenuta mediante l'accoppiamento di un condensatore tra il collettore e l'emettitore (C7).

Il punto di funzionamento del transistore TR2 è stato scelto in modo che la dissipazione sia la più bassa possibile e che la stabilità sia elevata su tutta la gamma di frequenza VHF.

La bobina oscillatrice fa parte integrale del circuito stampato e le variazioni di frequenza nella gamma compresa fra 60 e 140 MHz, si effettuano agendo esclusivamente sul « trimmer » C8 da 20 pF.

È da tener presente, inoltre, che per poter trasmettere da 90 a 140 MHz è necessario cortocircuitare la prima spira della bobina L come indicato in **figura 64 CD**.

Il resistore R7, oltre a fornire la tensione di polarizzazione di emettitore, provvede a dare ad essa una certa stabilizzazione.

Il transistore TR1 ha il compito di amplificare i segnali che provengono dal microfono, la cui intensità è regolabile mediante il « trimmer » potenziometrico R1. Tale regolazione è indispensabile allo scopo di evitare fenomeni di distorsione.

I valori dei resistori, che forniscono le tensioni di polarizzazione agli elettrodi dei due transistori, sono stati scelti in modo che il funzionamento di entrambi i circuiti, quello oscillatore e quello modulatore, siano lineari per tutta la gamma delle tensioni di alimentazione.

Come è stato detto, infatti, la potenza d'uscita del trasmettitore dipende essenzialmente dalla tensione di alimentazione, la quale può essere variata entro limiti piuttosto ampi che vanno da 9 V a 35 volt.

Montaggio

Il montaggio è facilitato dalle riproduzioni serigrafiche delle piastrine e da quella fotografica del circuito stampato.

Una logica sequenza di montaggio è la seguente:

Circuito stampato 1

- Inserire e saldare i 2 ancoraggi nei fori contrassegnati con A e B (**figura 65 CD**).
- Inserire e saldare i terminali relativi ai resistori come indicato in serigrafia, facendo attenzione a non invertire i valori.
- Inserire e saldare i terminali dei condensatori a perlina.
- Montare il « trimmer » C8, da 20 pF, in modo che il suo corpo appoggi sulla basetta del circuito stampato e saldarne i relativi terminali.
- Inserire e saldare il cavallotto di filo di rame nudo, come indicato in serigrafia.

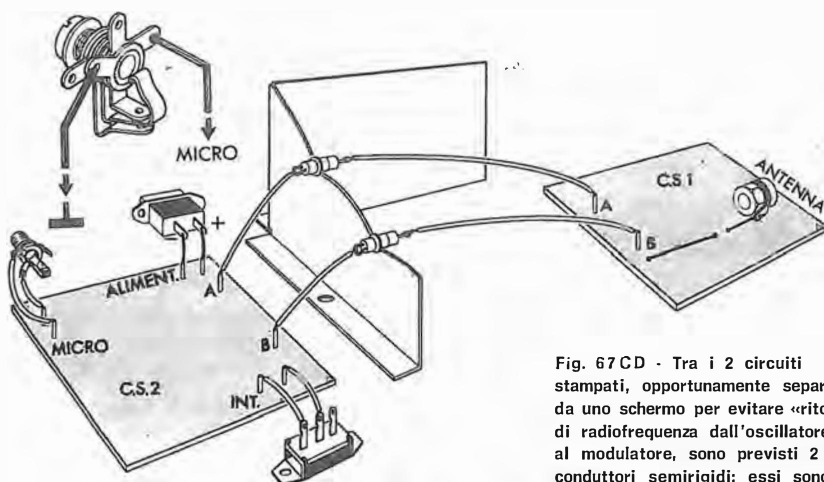
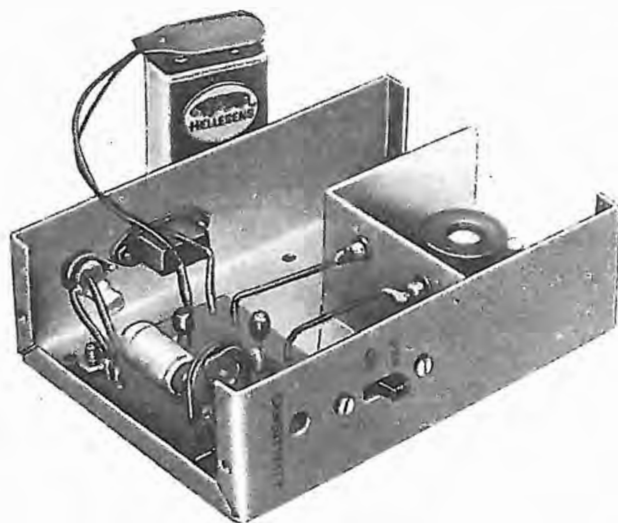


Fig. 67 CD - Tra i 2 circuiti stampati, opportunamente separati da uno schermo per evitare «ritorni» di radiofrequenza dall'oscillatore al modulatore, sono previsti 2 conduttori semirigidi; essi sono giuntati tramite un passante che funge anche da condensatore di fuga verso massa (1 000 pF - vedi schema).

- Montare la bussola di fissaggio dell'antenna con i due terminali ed effettuare il collegamento alla presa intermedia della bobina come è ben visibile dalle figure.
- Montare sul transistore TR2, l'apposito dissipatore di calore.
- Inserire e saldare i terminali di base, collettore ed emettitore del transistore TR2, 2N-697, tenendo la superficie inferiore del transistore a 5 mm circa dalla piastrina del circuito stampato e facendo la massima attenzione affinché non vi sia contatto elettrico con i componenti vicini.

Se l'alimentazione è limitata a 9 V, la pila può essere incorporata nel contenitore. La potenza, in tali condizioni, è di 100 mW. Per tensioni maggiori, la batteria sarà esterna e si utilizzerà la presa per l'innesto che si nota vicino a quella del microfono.



Circuito stampato 2

- Inserire e saldare gli 8 ancoraggi nei fori contrassegnati con MICRO ALIMENT. INT. A e B.
- Inserire e saldare i terminali relativi ai resistori seguendo la serigrafia (**figura 66 CD**).
- Inserire e saldare i terminali dei condensatori ponendo particolare attenzione a non invertire le polarità dei tipi elettrolitici.
- Inserire e saldare i terminali del « trimmer » potenziometrico R1 in modo che la sua piastrina isolante appoggi al circuito stampato.
- Inserire e saldare i terminali di base, collettore ed emettitore del transistore TR1, BC-209, seguendo la serigrafia, ed in modo che il corpo disti dal circuito stampato circa 6 mm.

La regolazione di R1 (messa a punto della modulazione) necessaria sia per le prime prove che in seguito, per mutamenti della tensione d'alimentazione, si effettua con cacciavite, attraverso il foro indicato « sensitivity ». Senza smontare la scatoletta (vedi figura a pagina 30 cd) si può anche — analogamente — variare la frequenza (C8).

Contenitore

- Montare l'interruttore a cursore SW fissandolo con due viti 2MA e relativo dado.
- Montare la presa polarizzata irreversibile J1, come indicato in figura, fissandola con due viti 2MA e dadi.
- Fissare la presa jack J2 al pannello tramite l'apposita ghiera.
- Inserire e saldare i due condensatori passanti da 1 000 pF nei due fori praticati sullo schermo come visibile in **figura 67 CD**.
- Fissare i due circuiti stampati al contenitore con viti 3MAx8 interponendo fra piastrine e pannello, i distanziatori da 3 mm.
- Fissare lo schermo al contenitore con le due viti da 3MAx6.
- Eseguire i vari collegamenti con spezzoni di trecciola seguendo attentamente i riferimenti visibili in figura.

Particolare attenzione va posta nel collegamento delle due prese J1 e J2 onde non invertire le polarità dell'alimentazione.



Messa a punto

L'apparecchio deve funzionare immediatamente, non appena ultimato il montaggio e non necessita di alcuna operazione di messa a punto.

Dopo aver collegato l'antenna al trasmettitore, e chiuso l'interruttore SW, agendo sul « trimmer » C8 si sceglie la frequenza desiderata.

Come si è detto, la potenza d'uscita può essere variata, in più o in meno, agendo sulla tensione di alimentazione.

Data la natura del circuito, ogni qualvolta si modifica la tensione è opportuno effettuare una nuova taratura per correggere gli eventuali slittamenti di frequenza.

Mantenendo costante la tensione di alimentazione la stabilità del circuito è sufficientemente elevata.

Si raccomanda pure una buona regolazione del « trimmer » potenziometrico R1, al fine di evitare fenomeni di saturazione della modulazione.